

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2002年11月29日

出願番号
Application Number: 特願2002-348071

パリ条約による外国への出願
に用いる優先権の主張の基礎
となる出願の国コードと出願
番号

the country code and number
of your priority application,
may be used for filing abroad
under the Paris Convention, is

J P 2002-348071

願人
Applicant(s):

東洋通信機株式会社

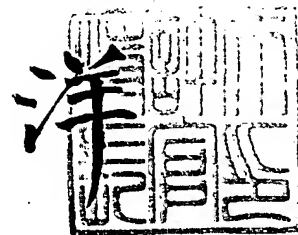
CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2005年 7月28日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

小川



出証番号 出証特2005-3064280

【書類名】 特許願

【整理番号】 TY03008

【あて先】 特許庁長官殿

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目 1 番 1 号
 東洋通信機株式会社内

 【氏名】 佐藤 富雄

【特許出願人】

 【識別番号】 000003104

 【氏名又は名称】 東洋通信機株式会社

 【代表者】 吉川 英一

【代理人】

 【識別番号】 100085660

 【氏名又は名称】 鈴木 均

 【電話番号】 03-3380-7533

【先の出願に基づく優先権主張】

 【出願番号】 特願2002-348071

 【出願日】 平成14年11月29日

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 060613

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

 【包括委任状番号】 9000067

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 高周波圧電発振器

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、

前記高周波圧電発振器の圧電振動子にインダクタ及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくして、前記インダクタによる不要発振を抑圧することを特徴とする高周波圧電発振器。

【請求項 2】 所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、

前記高周波圧電発振器の圧電振動子にインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周波数制御を可能とすることを特徴とする高周波圧電発振器。

【請求項 3】 所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、

前記高周波圧電発振器の圧電振動子に第 1 のインダクタ及び抵抗を夫々並列に接続し、該接続点を第 2 のインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路を介して接地することにより、前記第 1 のインダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定して、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周

波数制御を可能とすることを特徴とする高周波圧電発振器。

【請求項 4】 前記負性抵抗を $-R_c$ 、回路容量を C_c 、前記圧電振動子の電極間容量を C_0 、前記インダクタ L_0 の並列回路のリアクタンスを X_0 、前記抵抗の抵抗値を R_0 、回路の回路容量を $-X_c$ 、前記 X_0 と R_0 の並列接続抵抗を r_α 、リアクタンスを X_α 、振動子の直列アームの負性抵抗を R_L 、リアクタンスを X_L 、及び発振条件を、

$$R_1 + R_L = 0$$

$$\omega L_1 + \frac{1}{\omega C_1} + X_L = 0$$

とすると、

$$X_0 = -\frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} = -\frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1\right)}$$

$$z_0 = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} + j \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}$$

$$r_\alpha = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots, X_\alpha = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}$$

$$Z_L = \frac{-r_\alpha R_c + X_\alpha X_c - j(X_\alpha R_c + X_c r_\alpha)}{r_\alpha - R_c + j(X_\alpha - X_c)}, \dots$$

$$A = r_\alpha - R_c, \dots, B = X_\alpha - X_c, \dots, C = R_c^2 + X_c^2, \dots, D = r_\alpha^2 + X_\alpha^2$$

$$R_L = \frac{r_\alpha \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2}, \dots, X_L = \frac{X_c \times D - X_\alpha \times C}{A^2 + B^2}$$

の関係を満足することを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れか一項に記載の高周波圧電発振器。

【請求項 5】 不要共振不発角周波数を ω_T 、振動子の電極間容量を C_0 、該 C_0 に並列接続される付加抵抗、発振回路の負性抵抗の絶対値を R_c 、前記 C

0 に並列接続する付加インダクタを L_0 、前記 C_0 と L_0 の並列共振角周波数を ω_0 とすると、 $\omega_1 < \omega_T < \omega_2 \dots \dots$ (式1)

但し、

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \dots \omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \dots K = \frac{M}{C_0^2 R_0^2}, \dots M = \frac{R_0}{R_c} - 1$$

$$M > 0, R_0 > R_c \dots \dots \dots \text{(式2)}$$

$$\dots T = \dots 2 \dots 1 = \sqrt{\frac{K^2}{4} + K} = \frac{0}{2Q_0} \sqrt{M(4Q_0 + M)} \dots \text{(式3)}$$

$\dots T$: 不要共振不発角帯域幅

$$\dots Q = \frac{R_0}{L_0} = \dots C_0 R_0 \dots \dots \text{(式4)}$$

が成立し、不要共振不発帯域を前記(式1)で示し、該(式1)が成立する条件を(式2)で示し、更に同不発帯域を(式3)で示し、

また、 Q は並列共振角周波数を表し、 ω_0 で前記(式4)で示される実数部とリアクタンス部の比であり、振動子の $L_1 / C_1 / R_0$ で構成する直列アームを発振させる負性抵抗を R_L 、そのリアクタンスを X_L 、発振回路の回路容量を C 、発振角周波数を ω とすると、

$$\dots R_L = \frac{r \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2} \dots X_L = \frac{X \times C - X_c \times D}{A^2 + B^2} \dots \text{(式5)}$$

$$\dots r = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots X = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots X_0 = \frac{1}{C_0 \left(\frac{0}{2} - 1 \right)}, \dots X_c = \frac{1}{C_c}$$

$$\dots A = r - R_c, \dots B = X - X_c, \dots C = R_c^2 + X_c^2, \dots D = r^2 + X^2$$

が成立し、前記振動子の $L_1 / C_1 / R_0$ で構成する直列アームを発振させる負性抵抗、及び負荷容量を前記(式5)で示すことを特徴とする請求項1に記載の高周波圧電発振器。

【請求項6】 請求項5に示す範囲の抵抗値をインダクタ内で構成し、該インダクタと抵抗を一体化した前記インダクタを前記振動子の電極間容量 C_0 に並列接続したことを特徴とする請求項1又は2又は3又は4に記載の高周波圧電発振器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、高周波圧電発振器に関し、さらに詳しくは、不要共振による発振を抑圧して高周波での安定した発振を実現する高周波圧電発振器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

従来から、圧電振動子を高周波で発振させる手法として、振動子を3倍、5倍、更に7倍等の奇数次高調波でオーバートーン発振させ取り出す方法がある。一般的には発振回路側に高調波で高い負性抵抗を得る様な高調波選択回路を設けることにより実現している。図22は従来のコルピッツ型発振器の一例を示す図である。圧電発振回路は、発振用トランジスタTR11のベース・エミッタ間に負荷容量の一部となるコンデンサC11を接続し、この接続点からコンデンサC12とインダクタL11で構成される並列共振回路、及びコンデンサC13とエミッタ抵抗R11の並列回路を直列に挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタTR11のベースに抵抗RB11及び抵抗RB12とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタTR11のベース・接地間に圧電振動子XtalとコンデンサC14の直列回路を挿入接続し、更に、発振用トランジスタTR11のコレクタと電源電圧Vccラインとを接続したものである。

しかし、本回路では必要とする周波数が600MHz以上の高周波になると発振出力を得る事ができない。即ち、図22のコンデンサC12とインダクタL11で並列共振回路を構成、共振周波数を所望の周波数に設定することはできるが、600MHz以上の高周波の場合は、圧電振動子Xtalの図示しない電極間容量によるインピーダンスの低下が大きく、圧電振動子Xtalの直列アームに

十分な負性抵抗を発生させることができない。そこで、図 23 のように、例えば、共振周波数 600 MHz の圧電振動子 $X_{t a 1}$ に並列にインダクタ L_{20} を並列挿入し、圧電振動子 $X_{t a 1}$ の電極間容量 C_{10} と L_{20} の並列共振周波数を発振周波数に合わせ、 C_0 をキャンセルすることにより、高い選択性と負性抵抗の低下を防ぐことにより 600 MHz という高周波発振を可能としている。

【0003】

次に、本発明との相違を明確にするために従来回路を示す図 23 について更に詳細に説明する。この従来回路は、発振用トランジスタ $T R_{21}$ のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサ C_{21} と C_{22} を接続し、この接続点から発振用トランジスタ $T R_{21}$ のエミッタに接続してエミッタ抵抗 R_{21} を介して接地する。更に、発振用トランジスタ $T R_{21}$ のベースに抵抗 $R B_{21}$ 及び抵抗 $R B_{22}$ とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタ $T R_{21}$ のベース・接地間に圧電振動子 $X_{t a 1}$ とインダクタ L_{20} を並列接続し、その接続点にコンデンサ C_{23} を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタ $T R_{21}$ のコレクタと電源電圧 $V_{c c}$ ラインとを接続したものである。

図 24 に従来回路図 23 の等価回路モデルを示す。即ち、振動子の等価回路及び発振回路を負性抵抗 $-R_c$ とリアクタンス X_c で示す。更に、図 26 に等価回路図 24 の振動子の並列容量 C_0 とインダクタ L_0 との並列共振回路のリアクタンスを X_0 とした説明図を示す。

更に関係式を (1) 式、(2) 式に、発振条件を (3) 式に示す。

$$X_c = \frac{1}{\omega C_c}, \dots X_0 = \frac{1}{\omega C_0 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)}, \dots C_\alpha = C_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right), \dots C_L = -\frac{1}{\omega X_L}, \dots (1)$$

$$\dots X_c = \frac{1}{\omega C_c}, \dots X_0 = \frac{1}{\omega C_0 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)}$$

$$\dots R_L = \frac{-R_c X_0^2}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}, \dots X_L = \frac{X_0 \{ R_c^2 - X_c (X_0 - X_c) \}}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}$$

$$\dots (2)$$

$$\dots R_1 + R_L = 0$$

$$\omega L_1 + \frac{1}{\omega C_1} + X_L = 0 \dots (3)$$

【 0 0 0 4 】

図 2 5 に代表的コルピッツ発振回路の負性抵抗 R_c と回路容量 C_c の特性のシミュレーション結果を示す。縦軸に負性抵抗、横軸に周波数を示す。この図から、周波数が約 400 MHz 以下では負性抵抗が発生しないが、それ以上の高周波側では急激に負性抵抗が発生し、2 GHz でも十分負性抵抗が発生するのが解る。

次に、図 2 6 の等価回路に基づき、インピーダンス Z_L を求め、(4) 式、(5) 式を得る。

Z_L より、図 2 7 に示す抵抗 R_L 及びリアクタンス X_L の関係式 (6) 式を得る。

$$\dots Z_L = \frac{jX_0(-R_c - jX_c)}{-R_c - jX_c + jX_0} \dots X_c = \frac{1}{\omega C_c} \dots X_0 = \frac{1}{\omega C_0 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)} \dots (4)$$

$$\dots = \frac{X_0(X_c - jR_c)}{-R_c + j(X_0 - X_c)} = \frac{X_0(X_c - jR_c)(-R_c - j(X_0 - X_c))}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} = \frac{-X_0(X_c - jR_c)(R_c + j(X_0 - X_c))}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}$$

$$\dots = \frac{-X_0[X_c R_c + R_c(X_0 - X_c) + j\{X_c(X_0 - X_c) - R_c^2\}]}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}$$

$$\dots = \frac{-X_0[R_c X_0 + j\{X_c(X_0 - X_c) - R_c^2\}]}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} \dots (5)$$

$$\dots R_L = \frac{-R_c X_0^2}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} \dots X_L = \frac{-X_0\{X_c(X_0 - X_c) - R_c^2\}}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2} = \frac{X_0\{R_c^2 - X_c(X_0 - X_c)\}}{R_c^2 + (X_0 - X_c)^2}$$

$$\dots R_L = \frac{-R_c X_0^2}{R_c^2 + S^2} \dots X_L = \frac{X_0\{R_c^2 - X_c S\}}{R_c^2 + S^2} \dots \Leftarrow S = X_0 - X_c \dots (6)$$

【0005】

図28は図27に基づく直列アーム負性抵抗 R_L の特性を示す図である。縦軸に負性抵抗、横軸に周波数を表す。この図から、周波数600MHzを頂点として、回路負性抵抗 R_c の値が -300Ω となって最も大きな負性抵抗を示すことが解る。また、図27の回路は図30に示す不要共振ループを構成し、リアクタンス $X_0 + X_c = 0$ の共振周波数で発振する。しかも発振ループ内に負性抵抗 $-R_c$ を含み、負性抵抗を抑圧する項を持たないため非常に発振し易い。(7)式に周波数条件 $f\omega = 0$ を示し、その周波数関係を図31に示す。

$$\dots F = X_0 + X_c = \frac{1}{\omega C_0 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)} - \frac{1}{\omega C_c} = 0 \dots (7)$$

図31から例えば、 $C_0 = 3\text{ pF}$ 、並列共振周波数： $f_0 = 600\text{ MHz}$ 、回路負性抵抗 $R_c = -100\Omega$ の条件で、 f_t が $C_c = 3, 5, 10, 30, 100\text{ pF}$ のときの不要共振周波数をグラフにしたものである。各特性曲線が $X_0 - X_c = 0$ のときの周波数が不要共振周波数である。

図32は、不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。縦軸に不要共振

周波数、横軸に回路容量を表す。即ち、本回路においては X_0 は並列共振周波数の低周波側で誘導性、インダクタとして働き、回路側の回路容量と結合して不要発振を起こす可能性がある。例えば、電極間容量 C_0 と挿入インダクタ L_0 並列共振周波数 600 MHz と設定し、 $C_0 = 3\text{ pF}$ とすると、回路容量 $C_c = 1\text{ pF}$ で 590 MHz 、 $C_c = 100\text{ pF}$ で 100 MHz となる。但し、先の負性抵抗シミュレーション結果より問題は、並列共振周波数近傍の不要共振ポイントで発振する可能性が十分ある。また、後述する図 18 の発明回路に示すように発振回路ループ内に可変範囲拡大のための伸長コイル L_1 を用いた場合、図 29 に示すように共振点近傍に発生する大きな容量と結合して広帯域に不要発振を発生する。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、図 23 の高周波発振従来回路では、前記でも説明したように発振回路と挿入インダクタ L_{20} との間に共振周波数が発生し不要発振し易い。また、発振ループ内に周波数可変範囲拡大用伸長コイルを挿入する場合、電極間容量 C_0 とインダクタ L_{20} の並列共振点で不要発振し易い。また、高い負性抵抗を得にくい等の問題があり、実験的には報告されているが実用化されている例はほとんど無い。

本発明は、かかる課題に鑑み、高周波圧電発振器で発生する電極間容量 C_0 の増加を低減し、不要共振による発振を抑圧し、高い安定度を得る高周波圧電発振器を提供することを目的とする。

また、発振周波数の可変範囲を拡大するために発振ループ内に伸長コイルを用いてもその影響による不要発振を防ぐことができる高周波圧電発振器を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】

本発明はかかる課題を解決するために、請求項 1 は、所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、前記高周波圧

電発振器の圧電振動子にインダクタ及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくして、前記インダクタによる不要発振を抑圧することを特徴とする。

請求項 2 は、所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、前記高周波圧電発振器の圧電振動子にインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路及び抵抗を夫々並列に挿入接続し、該インダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定することにより、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周波数制御を可能とすることを特徴とする。

【0008】

請求項 3 は、所定の周波数で励振される圧電素子を備えた圧電振動子、及び前記圧電素子に電流を流して前記圧電素子を励振させる発振用増幅器とを有する高周波圧電発振器であって、前記高周波圧電発振器の圧電振動子に第 1 のインダクタ及び抵抗を夫々並列に接続し、該接続点を第 2 のインダクタと可変容量ダイオードを直列接続した回路を介して接地することにより、前記第 1 のインダクタ及び抵抗により構成される並列共振回路の共振周波数を、前記高周波圧電発振器の発振周波数の近傍に設定して、前記圧電振動子の直列アームにかかる負性抵抗を大きくすると共に、前記可変容量ダイオードの容量を外部より微調整することにより、発振の最適化と周波数制御を可能とすることを特徴とする。

請求項 4 は、前記負性抵抗を $-R_c$ 、回路容量を C_c 、前記圧電振動子の電極間容量を C_0 、前記インダクタ L_0 の並列回路のリアクタンスを X_0 、前記抵抗の抵抗値を R_0 、回路の回路容量を $-X_c$ 、前記 X_0 と R_0 の並列接続抵抗を r_α 、リアクタンスを X_α 、振動子の直列アームの負性抵抗を R_L 、リアクタンスを X_L 、及び発振条件を、

$$R_1 + R_L = 0$$

$$\omega L_1 + \frac{1}{\omega C_1} + X_L = 0$$

とすると、

$$z_0 = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} + j \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}$$

$$r_\alpha = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} \dots\dots\dots X_\alpha = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}$$

$$Z_L = \frac{-r_\alpha R_c + X_\alpha X_c - j(X_\alpha R_c + X_c r_\alpha)}{r_\alpha - R_c + j(X_\alpha - X_c)} \dots\dots\dots$$

$$A = r_\alpha - R_c, \dots\dots B = X_\alpha - X_c, \dots\dots C = R_c^2 + X_c^2, \dots\dots D = r_\alpha^2 + X_\alpha^2$$

$$R_L = \frac{r_\alpha \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2} \dots\dots\dots X_L = \frac{X_c \times D - X_\alpha \times C}{A^2 + B^2}$$

8

$$X_0 = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1\right)} \dots$$

の関係満足することを特徴とする。

【0009】

請求項5は、不要共振不発角周波数を ω_T 、振動子の電極間容量を C_0 、該 C_0 に並列接続される付加抵抗、発振回路の負性抵抗の絶対値を R_c 、前記 C_0 に並列接続する付加インダクタを L_0 、前記 C_0 と L_0 の並列共振角周波数を ω_0 とすると、 $\omega_1 < \omega_T < \omega_2 \dots\dots\dots$ (式1)

但し、

$$\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \dots, \omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K + 4\omega_0^2)}}{2}}, \dots, K = \frac{M}{C_0^2 R_0^2}, \dots, M = \frac{R_0}{R_c} - 1$$

$M > 0, R_0 > R_c \dots \dots \dots$ (式2)

$$\dots \dots T = \dots \dots 1 \approx \sqrt{\frac{K^2}{4} + K} = \frac{0}{2Q_0} \sqrt{M(4Q_0 + M)} \dots \dots \dots \text{(式3)}$$

$\dots \dots T$: 不要共振不発角帯域幅

$$\dots \dots Q = \frac{R_0}{L_0} = \dots \dots C_0 R_0 \dots \dots \dots \text{(式4)}$$

が成立し、不要共振不発帯域を前記(式1)で示し、該(式1)が成立する条件を(式2)で示し、更に同不発帯域を(式3)で示し、また、Qは並列共振角周波数を表し、 ω_0 で前記(式4)で示される実数部とリアクタンス部の比であり、振動子の $L_1/C_1/R_0$ で構成する直列アームを発振させる負性抵抗を R_L 、そのリアクタンスを X_L 、発振回路の回路容量を C_c 、発振角周波数を ω とすると、

$$\dots \dots R_L = \frac{r \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2} \dots \dots X_L = \frac{X \times C - X_c \times D}{A^2 + B^2} \dots \dots \dots \text{(式5)}$$

$$\dots \dots r = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots \dots X = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots \dots X_0 = \frac{1}{C_0 \left(\frac{0}{2} - 1 \right)}, \dots \dots X_c = \frac{1}{C_c}$$

$$\dots \dots A = r - R_c, \dots \dots B = X - X_c, \dots \dots C = R_c^2 + X_c^2, \dots \dots D = r^2 + X^2$$

が成立し、前記振動子の $L_1/C_1/R_0$ で構成する直列アームを発振させる負性抵抗、及び負荷容量を前記(式5)で示すことを特徴とする。

請求項6は、請求項5に示す範囲の抵抗値をインダクタ内で構成し、該インダクタと抵抗を一体化した前記インダクタを前記振動子の電極間容量 C_0 に並列接続したことを特徴とする。

【0010】

【発明の実施の形態】

以下、本発明を図に示した実施形態を用いて詳細に説明する。但し、この実施形態に記載される構成要素、種類、組み合わせ、形状、その相對配置などは特定の記載がない限り、この発明の範囲をそのみに限定する主旨ではなく単なる説明例に過ぎない。

図1は本発明の第1の高周波発振回路の構成を示す図である。この高周波発振回路は、発振用トランジスタTR1のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサC1'とC2'を接続し、この接続点から発振用トランジスタTR21のエミッタに接続してエミッタ抵抗REを介して接地する。更に、発振用トランジスタTR1のベースに抵抗RB1及び抵抗RB2とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタTR1のベース・接地間に圧電振動子XtalとインダクタL0及び抵抗R0を並列接続し、その接続点にコンデンサC3を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタTR1のコレクタと電源電圧Vccラインとを接続したものである。

図2は、本発明の図1の高周波発振回路の等価回路—1を示す図である。ここで、圧電振動子Xtalの電極間容量をC0、インダクタをL1、容量をC1、抵抗をR1、発振回路を負性抵抗 $-R_c$ 、回路容量Ccとする。そして、更に圧電振動子Xtalの電極間容量C0と付加インダクタL0との並列回路のリアクタンスX0とし、付加抵抗R0を並列接続し、回路の回路容量を $-X_c$ とした等価回路—2を図3に示す。更に図4は図3におけるX0とR0との並列接続を抵抗 r_α とリアクタンス X_α に変換し、発振回路を負性抵抗 $-R_c$ 、回路容量を X_c とした等価回路を—3に示す。更に圧電振動子Xtalの直列アームを負性抵抗RLとXLに変換した等価回路を図5に示す。また、図3の発振条件式を(8)式に示す。

$$\dots\dots R_1 + R_L = 0$$

$$\omega L_1 + \frac{1}{\omega C_1} + X_L = 0 \dots\dots\dots (8)$$

【0011】

図3のリアクタンスX0を求め(9)式を得る。

$$\begin{aligned}
 jX_0 &= \frac{\frac{L_0}{C_0}}{j\omega L_0 + \frac{1}{j\omega C_0}}, \dots \dots \omega_0^2 = \frac{1}{L_0 C_0} \dots \dots \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \\
 &= \frac{L_0}{C_0} \times \frac{1}{j\omega L_0 \left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_0 L_0}\right)} = \frac{1}{j\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_0 L_0}\right)} = -j \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{1}{\omega^2 C_0 L_0}\right)} \\
 \dots X_0 &= \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right)} = \frac{1}{\omega C_0} \times \frac{1}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right)} \dots \dots (9)
 \end{aligned}$$

図4の抵抗 r_α とリアクタンス X_α を求め (10) 式を得る。図5の抵抗 R_L とリアクタンス X_L を求め (11) 式を得る。

$$\begin{aligned}
 \dots \dots z_0 &= \frac{jX_0 \times R_0}{R_0 + jX_0} = \frac{jX_0 \times R_0 (R_0 - jX_0)}{R_0^2 + X_0^2} = \frac{X_0 \times R_0 (X_0 + jR_0)}{R_0^2 + X_0^2} = \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} + j \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2} \\
 \dots \dots r_\alpha &= \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots \dots X_\alpha = \frac{X_0 R_0^2}{R_0^2 + X_0^2} \dots \dots (10)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \dots \dots Z_L &= \frac{(r_\alpha + jX_\alpha)(-R_c - jX_c)}{r_\alpha + jX_\alpha - R_c - jX_c} \\
 &= \frac{-r_\alpha R_c + X_\alpha X_c - j(X_\alpha R_c + X_c r_\alpha)}{r_\alpha - R_c + j(X_\alpha - X_c)} \dots \dots \\
 \dots \dots A &= r_\alpha - R_c, \dots \dots B = X_\alpha - X_c, \dots \dots C = R_c^2 + X_c^2, \dots \dots D = r_\alpha^2 + X_\alpha^2 \\
 \dots \dots R_L &= \frac{r_\alpha \times C - R_c \times D}{A^2 + B^2}, \dots \dots X_L = \frac{X_c \times D - X_\alpha \times C}{A^2 + B^2} \dots \dots (11)
 \end{aligned}$$

【0012】

図6は (10)、(11) 式より求めた抵抗 R_0 と負荷抵抗 R_L との関係及び抵抗 R_0 と容量 C_L の関係を示す図である。縦軸の左側に負荷抵抗 R_L 、右側に容量 C_L を示し、横軸に並列付加抵抗 R_0 を示す。この図から並列付加抵抗 R_0 により直列アームに接続する負荷抵抗 R_L には最適な並列付加抵抗 R_0 の値が存在することがわかる。つまり、並列付加抵抗 R_0 が略 200 Ω で負荷抵抗 R_L が

安定するポイントが存在するのが解る。尚、 L_0 と C_0 との並列共振周波数600MHz、発振周波数620MHz、 $C_0 = 3\text{ pF}$ である。

図7は並列付加抵抗 R_0 (200Ω、300Ω、600Ω)における直列アームに接続する負荷抵抗 R_L と発振周波数との関係を示す図である。縦軸に負荷抵抗 R_L 、横軸に周波数を示す。この図から、回路の負性抵抗 $R_c = -100\Omega$ に対して、振動子の直列アーム負荷抵抗 R_L が、並列付加抵抗 R_0 が増加するとそれに伴って増加するのが解る。尚、 L_0 と C_0 との並列共振周波数600MHz、 $C_0 = 3\text{ pF}$ 、 $C_e = 30\text{ pF}$ である。

図8は負荷容量 C_L と周波数の関係を示す図である。縦軸に負荷容量 C_L 、横軸に周波数を示す。この図から、回路容量 C_L は並列共振周波数 $f_0 = 600\text{ MHz}$ に対して580MHz以上で容量性を示すことが解る。

図9は本発明の図1の回路の不要発振状態における等価回路である。この回路では(12)式が発振しない条件、(13)式が発振可能な条件、(14)式が発振周波数条件である。

$$r_a - R_c > 0 \dots\dots\dots (12)$$

$$r_a - R_c < 0 \dots\dots\dots (13)$$

$$X_a - X_c = 0 \dots\dots\dots (14)$$

図10は本発明の図1の回路の不要発振領域を示す図である。縦軸に $r_a - R_c$ の値、横軸に周波数を示す。この図から約480MHzから750MHzの間の領域は振動子に並列接続した抵抗 R_0 により発生する直列抵抗 r_a が回路により発生する負性抵抗 R_c より大きくなり、(12)式を満足するため発振不能領域3となる。そしてこの領域は特性5～6から明らかなように、 R_0 の大きさによらず一定である。それ以外の領域では発振可能領域1、2となる。但し、インダクタ L_0 と付加抵抗 R_0 による Q_r は図のように変化する。

【0013】

図11は $C_0 = 3\text{ pF}$ 、並列共振周波数： $f_0 = 600\text{ MHz}$ 、回路負性抵抗 $R_c = -100\Omega$ の条件で、 f_t が $C_c = 1、3、5、10、30、100\text{ pF}$ のときの不要共振周波数と抵抗 $X_a - X_c$ との関係をグラフにしたものである。各特性曲線が縦軸の $X_a - X_c = 0$ のときの周波数が不要共振周波数である。こ

の図から、不要共振周波数は 600 MHz より低い周波数に存在するのが解る。しかしながら、480 MHz 以上では前記図 10 から発振不能となる。また、400 MHz 以下では、前記図 25 に示すコルピッツ発振回路の負性抵抗が 400 MHz 以下では発生しないため発振不能となる。

図 12 は不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。縦軸に不要共振周波数、横軸に回路容量を表す。この図から $C_c = 5 \text{ pF}$ 以上で周波数 400 MHz 以下の低周波側不要共振が発生し、580 MHz 以上の高周波側不要共振が発生する。

以上、図 1 の本発明の回路では、振動子の並列容量 C_0 にインダクタ L_0 を接続し、更に並列に適切な抵抗 R_0 を接続することにより、負性抵抗の増加と、不要発振を防ぐことがシミュレーションにより確認することができた。

【0014】

次に、不要共振が発生しない周波数帯域を求める。

これは、図 22 に示すように直列抵抗: r_α より回路の負性抵抗の絶対値: $|R_c|$ が小さい範囲を求めることに同じである。

(10) 式及び (4) 式より、また、(12) 式より不要共振が発生しない条件を得る。

$$\begin{aligned} \dots\dots r_\alpha &= \frac{R_0 \times X_0^2}{R_0^2 + X_0^2}, \dots\dots X_0 = \frac{1}{\omega C_0 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)} \dots\dots r_\alpha - R_c > 0 \\ \dots\dots \frac{R_0 X_0^2}{R_0^2 + X_0^2} - R_c > 0 &\dots\dots \rightarrow \dots\dots \frac{1}{X_0^2} < \frac{1}{R_0^2} \left(\frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \\ \dots\dots \omega^2 C_0^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^2 &< \frac{1}{R_0^2} \left(\frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \dots\dots \rightarrow \dots\dots \omega^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^2 < \frac{1}{C_0^2 R_0^2} \left(\frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \\ \dots\dots \dots\dots \Theta K &= \frac{M}{C_0^2 R_0^2}, \dots\dots M = \left(\frac{R_0}{R_c} - 1 \right) \dots\dots (15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dots\dots \omega^2 \left(\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - 1 \right)^2 &< K \dots\dots \rightarrow \frac{\omega_0^4}{\omega^2} - 2\omega_0^2 + \omega^2 < K \dots\dots \rightarrow \dots\dots \omega^4 - (2\omega_0^2 + K)\omega^2 + \omega_0^4 < 0 \\ \dots\dots \dots\dots (16) \end{aligned}$$

$$f(\omega^2) = \omega^4 - (2\omega_0^2 + K)\omega^2 + \omega_0^4 \dots\dots\dots (17)$$

(17) 式より $f(\omega^2) = 0$ とし根を求める。

$$\dots\dots\omega^2 = \omega_0^2 + \frac{K}{2} \pm \frac{\sqrt{K(K+4\omega_0^2)}}{2} = \omega_0^2 + \frac{K \pm \sqrt{K(K+4\omega_0^2)}}{2} \dots\dots\dots (18)$$

$$\dots\dots\omega_1^2 = \omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K+4\omega_0^2)}}{2}, \dots\dots\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K - \sqrt{K(K+4\omega_0^2)}}{2}} \dots\dots\dots (19)$$

$$\dots\dots\omega_2^2 = \omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K+4\omega_0^2)}}{2}, \dots\dots\omega_2 = \sqrt{\omega_0^2 + \frac{K + \sqrt{K(K+4\omega_0^2)}}{2}} \dots\dots\dots (20)$$

不要共振不発帯域を ω_T とすると(21)式で示される。

$$\dots\dots\dots\omega_1 < \omega_T < \omega_2 \dots\dots\dots (21)$$

又、同帯域幅を求める。

$$\dots\dots\omega_2^2 - \omega_1^2 = (\omega_2 - \omega_1)(\omega_2 + \omega_1) = \sqrt{K(K+4\omega_0^2)}, \dots\dots\omega_2 + \omega_1 = 2\omega_0 \dots\dots\dots (22)$$

(22)式より、同帯域幅: $\Delta\omega_T$ として (23) 式を得る。

$$\dots\dots\Delta\omega_T = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\sqrt{K(K+4\omega_0^2)}}{2\omega_0} = \sqrt{\frac{K^2}{4\omega_0^2} + K} \dots\dots\dots (23)$$

$$\text{更に、} C_0/L_0/R_0 \text{ の並列共振周波数 } \omega_0 \text{ での } Q \text{ が } \dots\dots Q = \frac{R_0}{\omega_0 L_0} = \omega_0 C_0 R_0 \dots\dots\dots (24)$$

(24)式で示され、(15)式に代入することにより、(25)式を得る。

$$\dots\dots K = \frac{M}{C_0^2 R_0^2} = \frac{\omega_0^2 M}{Q^2}, \dots\dots M = \frac{R_0}{R_c} - 1 \dots\dots\dots (25)$$

$$\dots\dots(\Delta\omega_T) = \frac{1}{4\omega_0^2} \times \frac{\omega_0^4}{Q^4} M^2 + \frac{\omega_0^2}{Q^2} M = \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \left\{ 1 + \frac{1}{4\omega_0^2} \times \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \right\}$$

$$\dots\dots = \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \left\{ 1 + \frac{1}{4} \times \frac{1}{Q^2} M \right\} = \frac{\omega_0^2}{Q^2} M \frac{4Q^2 + M}{4Q^2} = \frac{\omega_0^2}{4Q^4} M \{Q^2 + M\}$$

$$\dots\dots\Delta\omega_T = \frac{\omega_0}{2Q^2} \sqrt{M(4Q^2 + M)} \dots\dots\dots (26)$$

(26)式が Q を用いた不要共振不発帯域幅を示す。

【0015】

図13は本発明の第1の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。この

高周波発振回路は、発振回路 20 と出力回路 30 から構成され、出力回路 30 は本発明の主旨ではないので説明を省略する。従って発振回路 20 のみについて言及する。発振用トランジスタ TR1 のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサ C1 と C2 を接続し、この接続点から発振用トランジスタ TR21 のエミッタに接続してエミッタ抵抗 R1 を介して接地する。更に、発振用トランジスタ TR1 のベースに抵抗 RB1 及び抵抗 RB2 とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタ TR1 のベース・接地間に圧電振動子 Xtal とインダクタ L0 及び抵抗 R0 を並列接続し、その接続点にコンデンサ C3 を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタ TR1 のコレクタと電源電圧 Vcc ラインとを接続したものである。

本実施形態では、例えば TR1 は MT4S101T、 $C1 = 5\text{ pF}$ 、 $C2 = 8\text{ pF}$ 、 $C3 = 100\text{ pF}$ 、 $R1 = 180\text{ }\Omega$ 、 $RB1 = 10\text{ K}\Omega$ 、 $RB2 = 22\text{ K}\Omega$ 、圧電振動子 Xtal のパラメーターとして、C0：振動子の電極間容量： $C0 = 3.5\text{ pF}$ 、容量比： $C0/C1 = 451$ 、振動子の発振の良さを示す Figure of Merit： $M = 1.39$ （本来 $M < 2$ では誘導性領域では発振しない。）、並列接続インダクタ： $L0 = 22\text{ nH}$ 、 $Q = 20$ 、 $Q = 20$ よりインダクタに浮遊する抵抗分＝約 $1500\text{ }\Omega$ 、並列接続抵抗 $R0 = 470\text{ }\Omega$ 、これより、インダクタ並列抵抗は $1500\text{ }\Omega // 470\text{ }\Omega = 360\text{ }\Omega$ 、振動子 Xtal の共振周波数： 600 MHz となる。

図 14 は本発明の発振回路 20 の出力波形を示す図である。この図から周波数約 600 MHz で安定して、しかも歪みの少ない波形であることが解る。

図 15 は本発明の発振回路 20 の電源変動特性を示す図である。この図から電源を可変し周波数変化を調べ、変動により異常発振等がない事を確認するとともに、発振の安定度（ $\pm 2\text{ ppm}@ \pm 5\% VCC$ 以下）から不要発振ではなく、振動子による発振であることを確認した。よって本結果から本来の振動子発振であることが分る。

【0016】

図 16 は本発明の発振回路 20 の振動子の並列容量 $C0 = 3.5\text{ pF}$ 、並列接続インダクタ $L0 = 22\text{ nH}$ 、並列接続抵抗 $R0 = 470\text{ }\Omega$ よりシミュレートし

た結果を示す図である。これから、周波数 620 MHz において、変換容量 $C_\alpha = 0.5\text{ pF}$ 、変換抵抗 $r_\alpha = 240\ \Omega$ 、負性抵抗 $R_L = -137\ \Omega$ であることが解る。即ち、本発明が振動子の高周波化に伴う、振動子の電極間容量の増加、Figure of Meritの低下に対して非常に有効な方法であることがわかる。

図17は、本発明の第2の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。同じ構成要素には同じ参照番号が付されているので、重複する説明は省略する。図17が図1と異なる点は、インダクタ L_0 に直列に可変容量ダイオード D_1 を挿入し、その周辺回路 R_2 、 R_3 、 C_4 を追加した点である。これにより、V. CON端子に電圧を印加してインダクタ L_0 の容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とするものである。

図18は、本発明の第3の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。同じ構成要素には同じ参照番号が付されているので、重複する説明は省略する。図18が図1と異なる点は、コンデンサ C_3 に直列に可変容量ダイオード D_1 とインダクタ L_1 を挿入し、その周辺回路 R_3 、 C_4 を追加した点である。これにより、V. CON端子に電圧を印加してインダクタ L_0 の容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とするものである。

以上、振動子の基本周波数を発振周波数とした発振回路を用いて本発明を説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、振動子の3次、5次、7次又はそれ以上のオーバートーン周波数を発振周波数とした発振回路にも適用できる。

【0017】

図19に発振周波数を 622 MHz としたときの付加抵抗： R_0 と負性抵抗： R_L と不要共振周波数の関係を示す。

回路の負性抵抗が $-160\ \Omega$ でありその絶対値 $160\ \Omega$ を振動子の並列容量 C_0 への付加抵抗 R_0 が $160\ \Omega$ を超えるところから、不要共振不発帯域が発生し、約 $300\ \Omega$ で最大帯域幅約 170 MHz を得る。また $C_1/L_1/R_1$ で構成する振動子の直列アームの負性抵抗は、回路容量が小さくなるに従い低下するが、 R_0 が $200\ \Omega$ から $300\ \Omega$ の間に最大値を持ちその値は、 $C_c = 50\text{ pF}$ でおおよそ $-500\ \Omega$ となり、回路の負性抵抗 $-160\ \Omega$ に対し約3倍と値を示す。

図 20 に並列共振周波数 $f_0 = 600 \text{ MHz}$ のときの $C_0 / L_0 / R_0$ の並列共振の Q は R_0 を可変することにより Q も変化する、その場合の Q と負性抵抗： R_L と不要共振帯域幅の関係を示す。

Q が 2 から 3 の間で直列アームの負性抵抗は最大値を示し、3 から 4 の間で不要共振帯域幅は最大値を示す。当然、 Q が大きくなるに従い帯域幅は急激に狭くなる。

図 21 は付加抵抗： $R_0 = 200 \Omega$ に固定し、回路の負性抵抗を可変した場合の直列アームの負性抵抗と不要共振帯域幅の関係を示す。

回路の負性抵抗が低下するに従い、直列アームの負性抵抗は急激に低下し、不要共振帯域幅は広がる。特に高周波側への広がりが大きい。

このように、振動子の並列容量にインダクタと適切な値の抵抗を付加することにより、振動子の直列アームの負性抵抗を増大できると共に、インダクタを付加することによる不要共振を抑圧できることを示した。圧電振動子を発振器に使用する場合、振動子を励振させるための電極を振動子より除くことはできず、高周波化に従い振動子は薄くなり、そのため電極間容量は増加する。このことは圧電振動子の致命的課題であった。そこで適切な値の抵抗を付加することにより圧電振動子の電極容量（並列容量）をキャンセル、あるいはその影響を最小限に抑えることができる。つまり、これからの圧電発振器の高周波化を大きく促進させることが予測でき、圧電振動子を使用する装置、システムに多大な貢献を与えることができる。

【0018】

【発明の効果】

以上記載のごとく請求項 1 の発明によれば、振動子に並列に適切な値の抵抗とインダクタを接続するので、高周波圧電発振で発生する電極間容量の増加を低減して、不要共振による発振を抑圧し、高い安定度を得ることができる。

また請求項 2 では、インダクタに直列に可変容量ダイオードを接続するので、外部から電圧を印加してインダクタの容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とすることができる。

また請求項 3 では、並列共振回路に直列に可変容量ダイオードを接続するので

、外部から電圧を印加してインダクタの容量を可変として、発振の最適化と周波数制御を可能とすることができる。

また請求項 4 では、適切な等価回路により発振周波数に基づいた適切な付加抵抗値及び、インダクタの値を正確に決定することができる。

また請求項 5、6 では、振動子の並列容量にインダクタと適切な値の抵抗を付加することにより、振動子の直列アームの負性抵抗を増大できると共に、インダクタを付加することによる不要共振を抑圧できる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 の高周波発振回路の構成を示す図である。

【図 2】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－1 を示す図である。

【図 3】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－2 を示す図である。

【図 4】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－3 を示す図である。

【図 5】

本発明の第 1 の高周波発振回路の等価回路－4 を示す図である。

【図 6】

本発明の負荷抵抗 R_L と回路負性抵抗 R_c と振動子並列容量とインダクタンス L_0 への並列付加抵抗 R_0 の関係を示す図である。

【図 7】

本発明の並列付加抵抗 R_0 と直列アームに接続する負荷抵抗 R_L の関係を示す図である。

【図 8】

本発明の負荷容量 C_L と周波数の関係を示す図である。

【図 9】

本発明の第 1 の高周波発振回路の不要発振を示す等価回路である。

【図 10】

本発明の第1の高周波発振回路の不要発振領域を示す図である。

【図11】

本発明の不要共振周波数をグラフにした図である。

【図12】

本発明の不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。

【図13】

本発明の第1の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。

【図14】

本発明の発振回路の出力波形を示す図である。

【図15】

本発明の発振回路の電源変動特性を示す図である。

【図16】

本発明の発振回路によりシミュレートした結果を示す図である。

【図17】

本発明の第2の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。

【図18】

本発明の第3の実施形態に係る高周波発振回路の回路図である。

【図19】

本発明の発振周波数を622MHzとしたときの付加抵抗： R_0 と負性抵抗： R_L と不要共振周波数の関係を示す図である。

【図20】

本発明の並列共振周波数 $f_0 = 600\text{MHz}$ のときの $C_0/L_0/R_0$ の並列共振の Q は R_0 を可変することにより Q も変化する、その場合の Q と負性抵抗： R_L と不要共振帯域幅の関係を表す図である。

【図21】

本発明の付加抵抗： $R_0 = 200\Omega$ に固定し、回路の負性抵抗を可変した場合の直列アームの負性抵抗と不要共振帯域幅の関係を表す図である。

【図22】

従来のコルピッツ型発振器の一例を示す図である。

【図 2 3】

従来のコルピッツ型発振器の一例を示す図である。

【図 2 4】

従来回路の等価回路モデルを示す図である。

【図 2 5】

代表的コルピッツ発振回路の負性抵抗 R_c と回路容量 C_c の特性のシミュレーション結果を示す図である。

【図 2 6】

等価回路図 2 4 の振動子の並列容量 C_0 とインダクタ L_0 との並列共振回路のリアクタンスを X_0 とした説明図である。

【図 2 7】

等価回路図 2 4 の振動子の並列容量 C_0 とインダクタ L_0 との並列共振回路のリアクタンスを X_0 とした説明図である。

【図 2 8】

図 2 7 に基づく直列アーム負性抵抗 R_L の特性を示す図である。

【図 2 9】

図 2 7 に基づく直列アーム負荷容量と周波数の関係を示す図である。

【図 3 0】

不要共振ループの説明図である。

【図 3 1】

不要共振周波数を求める図である。

【図 3 2】

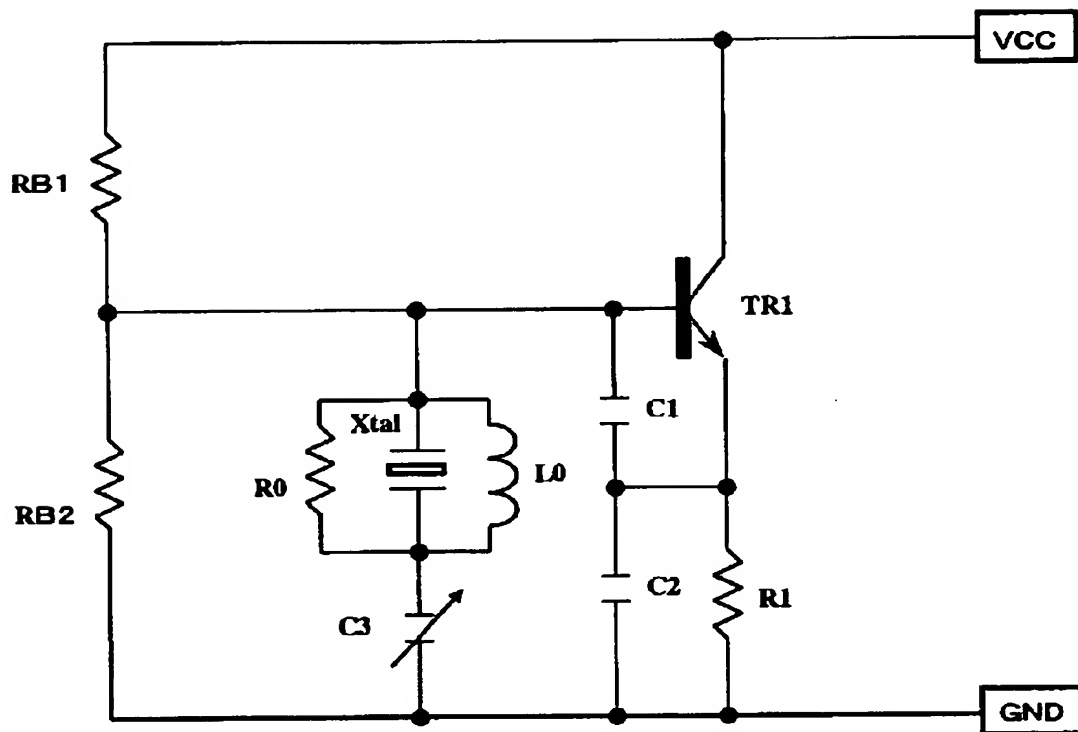
不要共振周波数対回路容量の関係を表す図である。

【符号の説明】

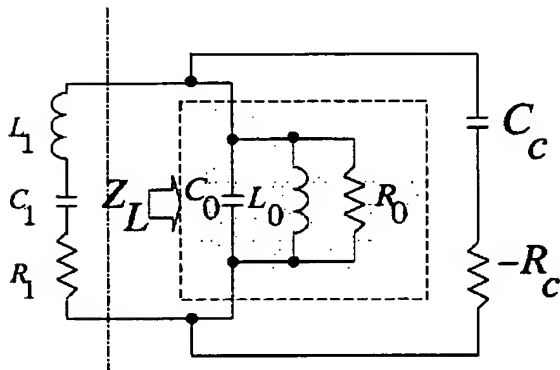
$C_1 \sim C_3$ コンデンサ、 TR_1 発振用トランジスタ、 R_1 エミッタ抵抗、 RB_1 、 RB_2 バイアス抵抗、 X_{tal} 圧電振動子、 R_0 付加抵抗、 L_0 インダクタ

【書類名】 図面

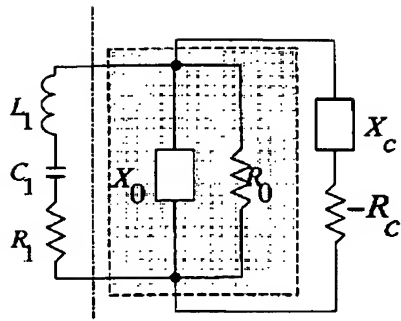
【図 1】



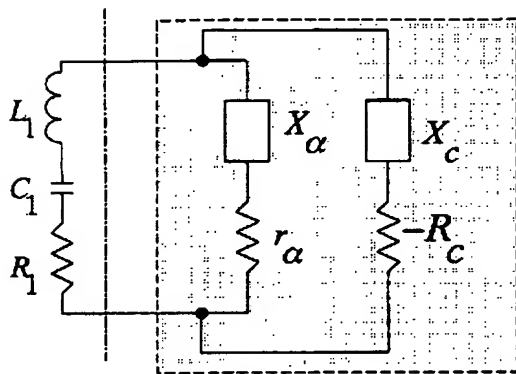
【図 2】



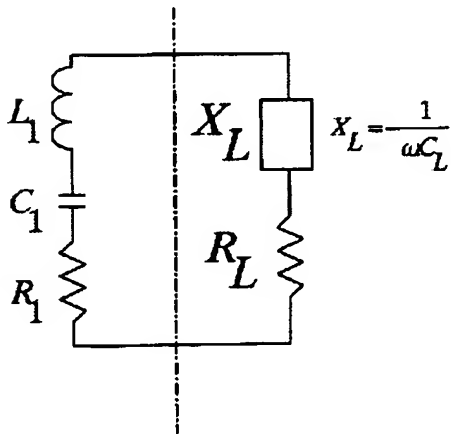
【図 3】



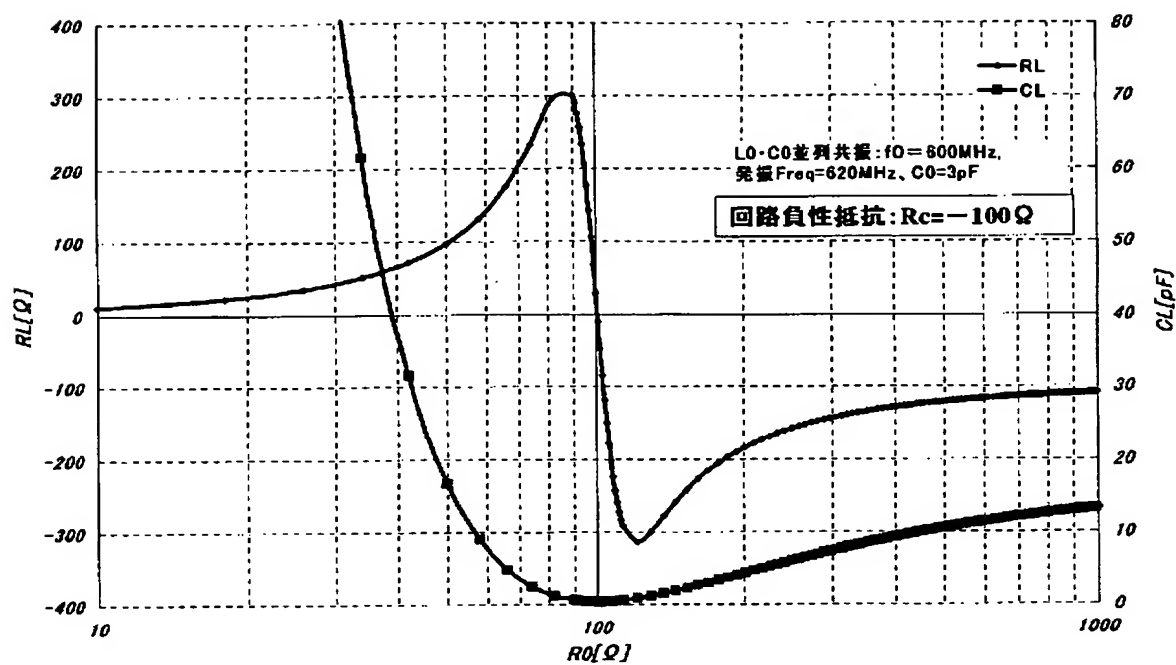
【図 4】



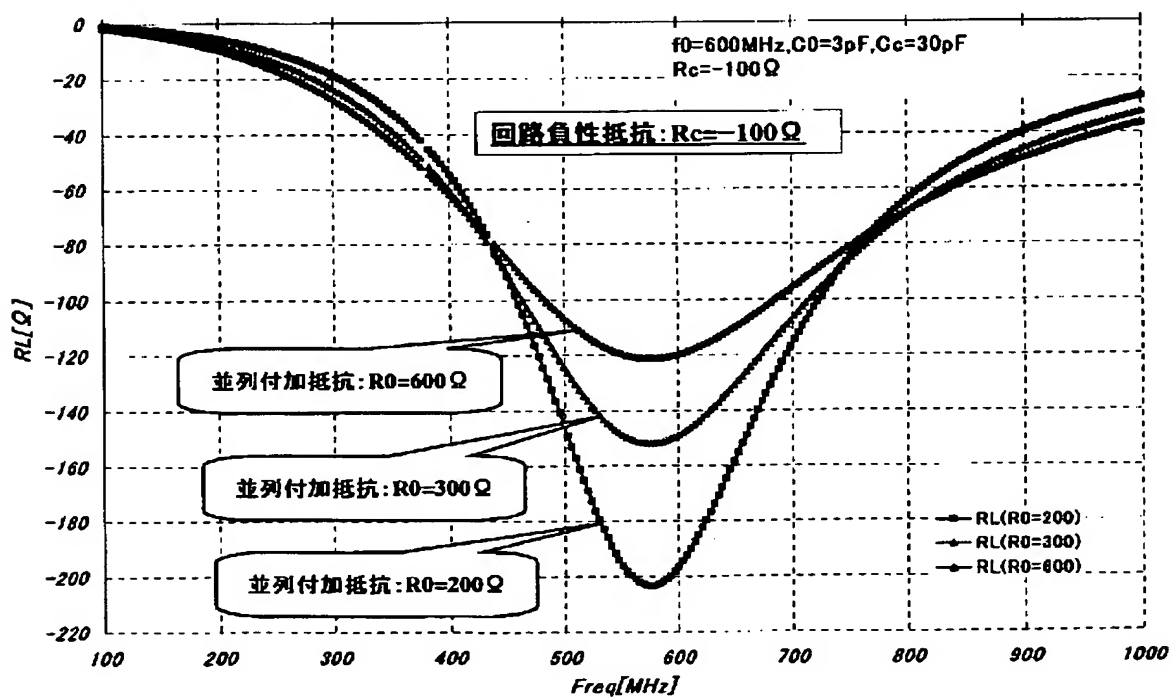
【図 5】



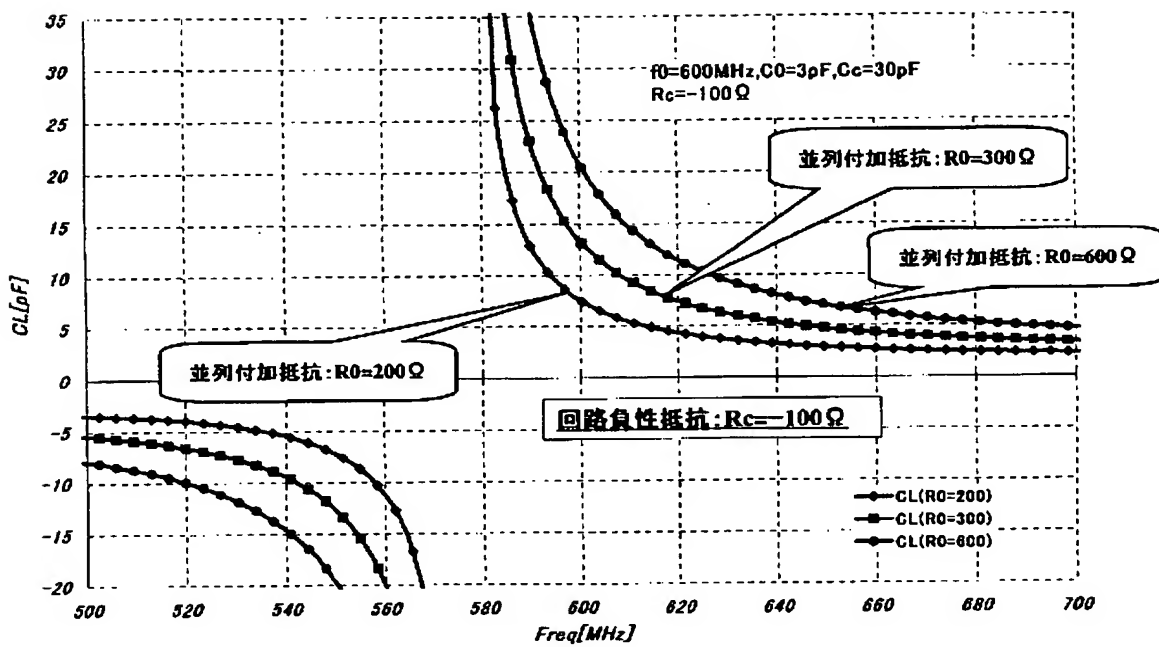
【図6】



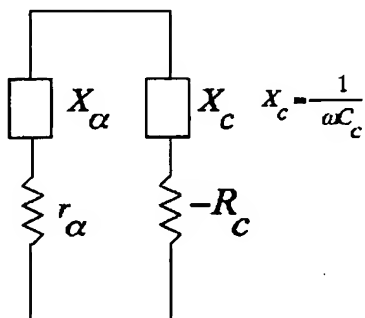
【図7】



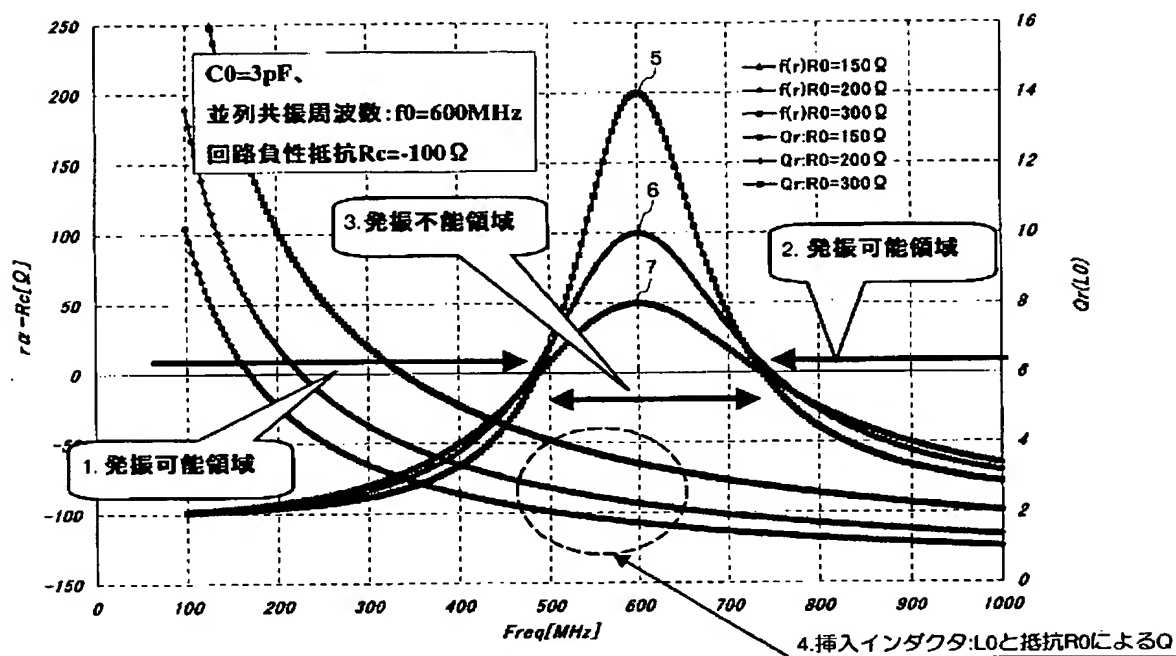
【図 8】



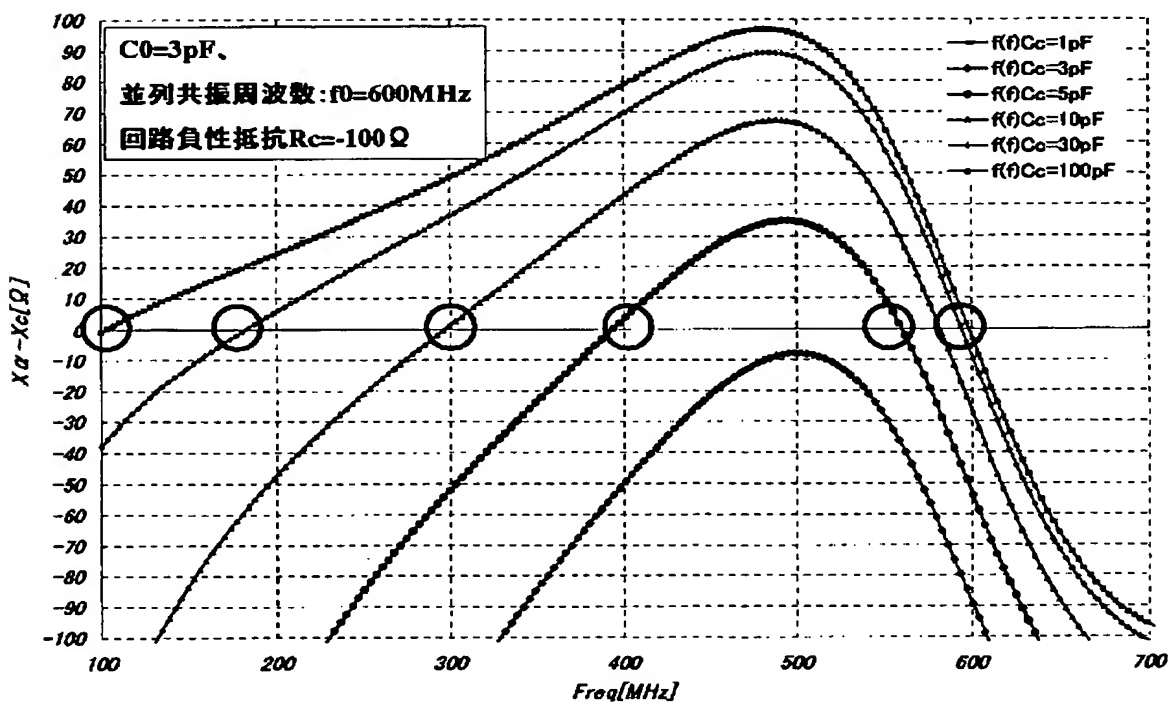
【図 9】



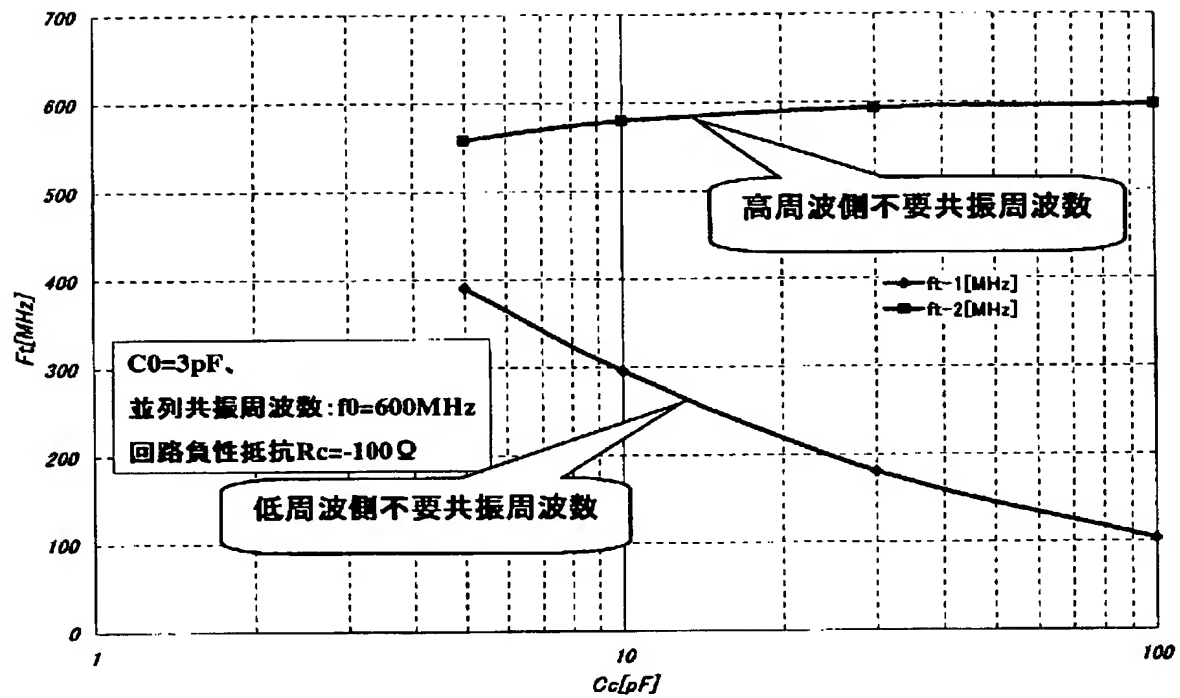
【図10】



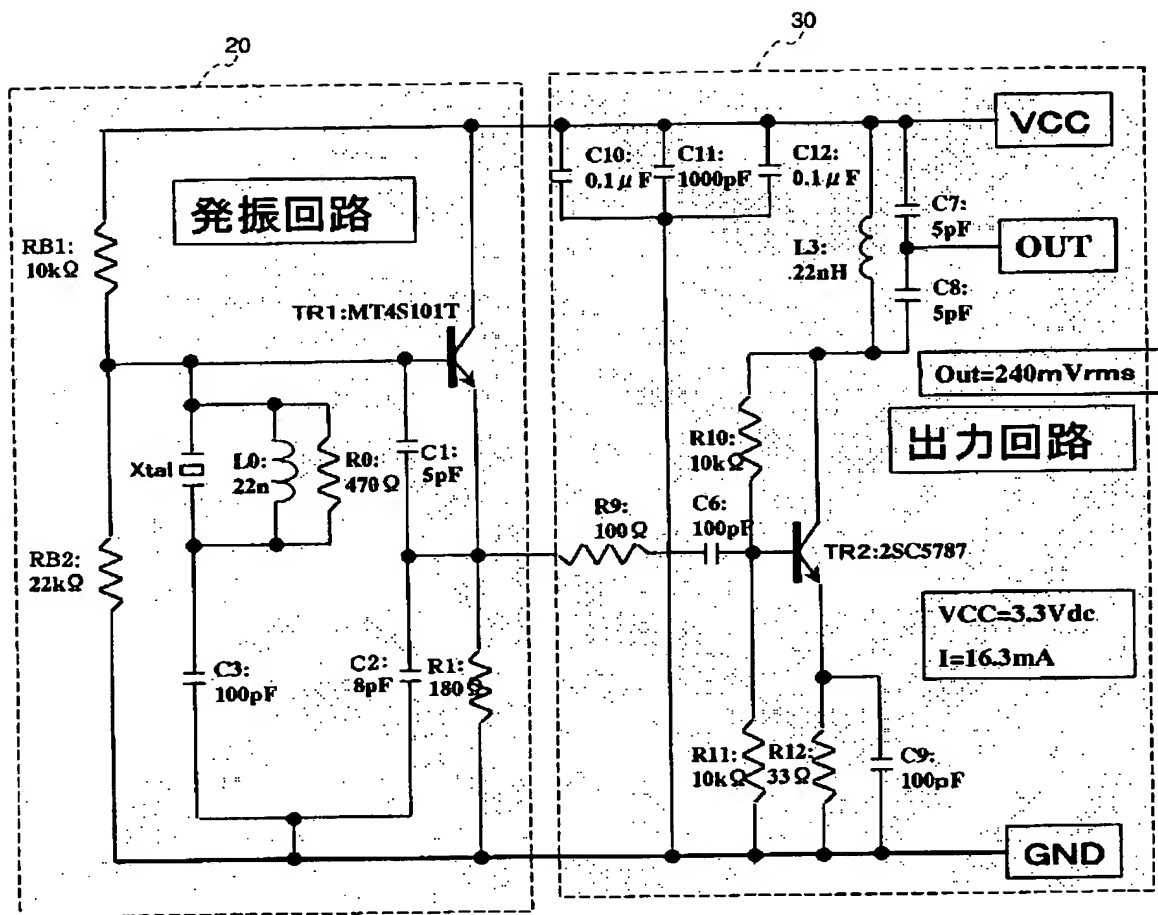
【図11】



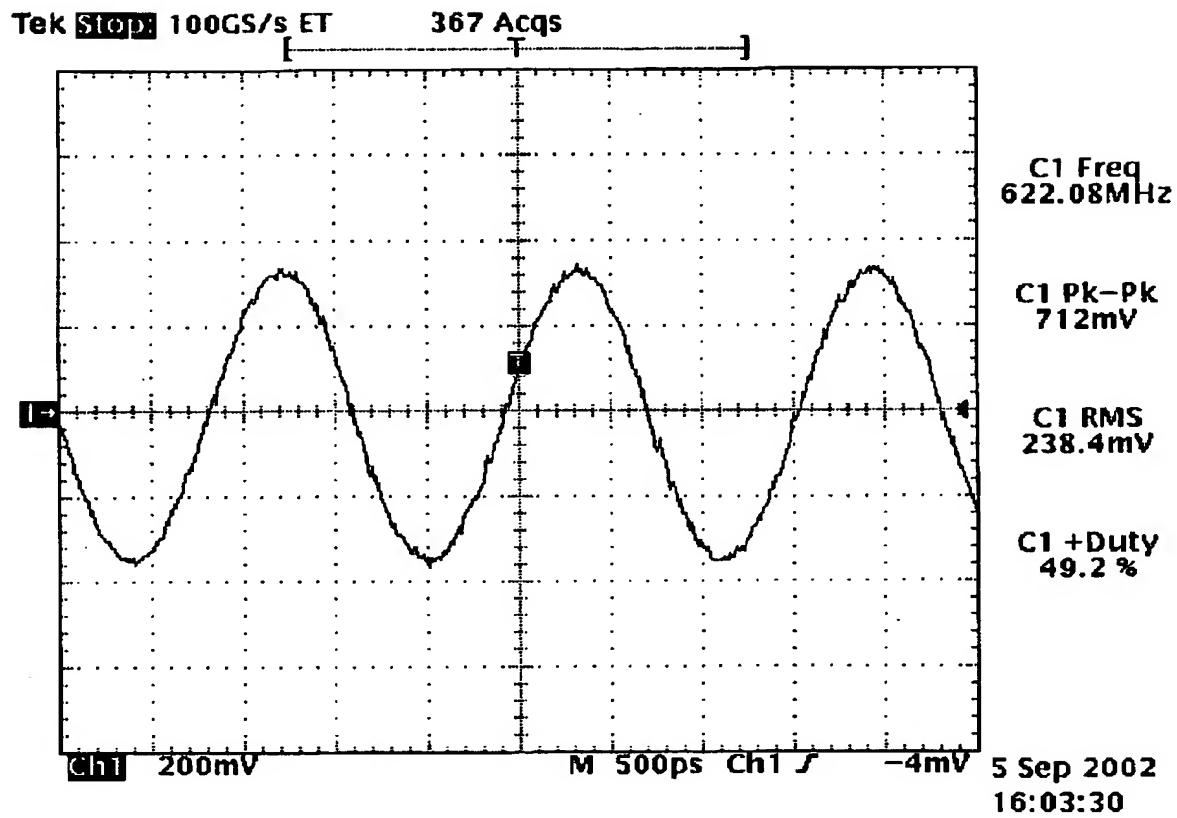
【図 12】



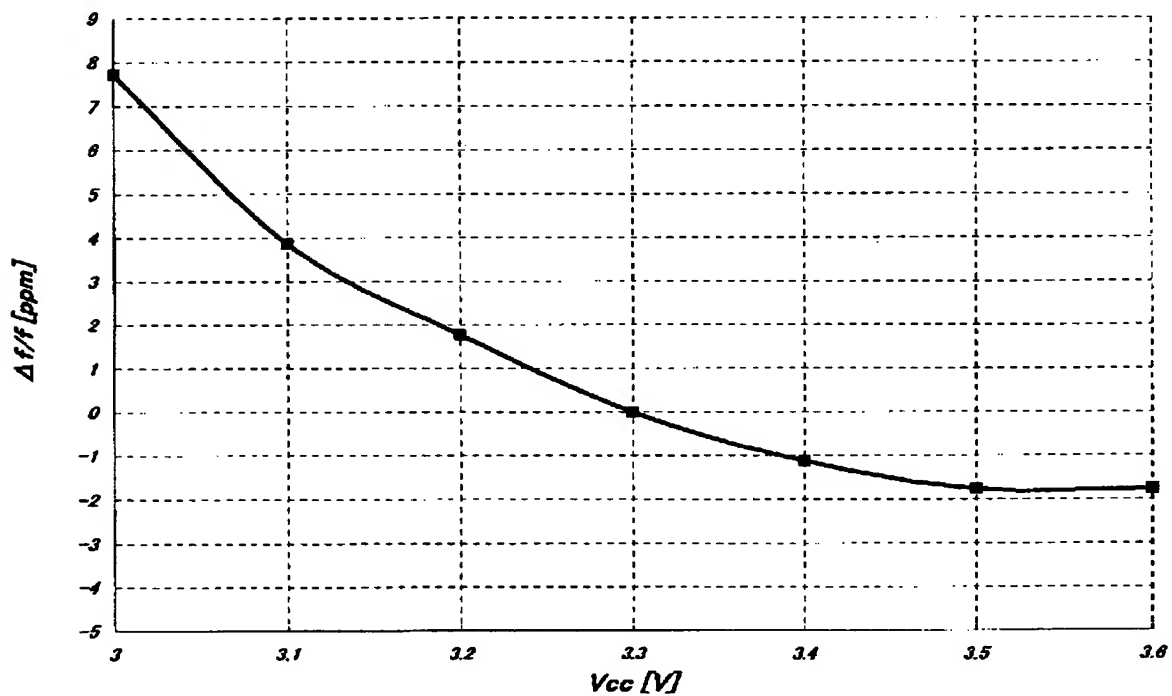
【図13】



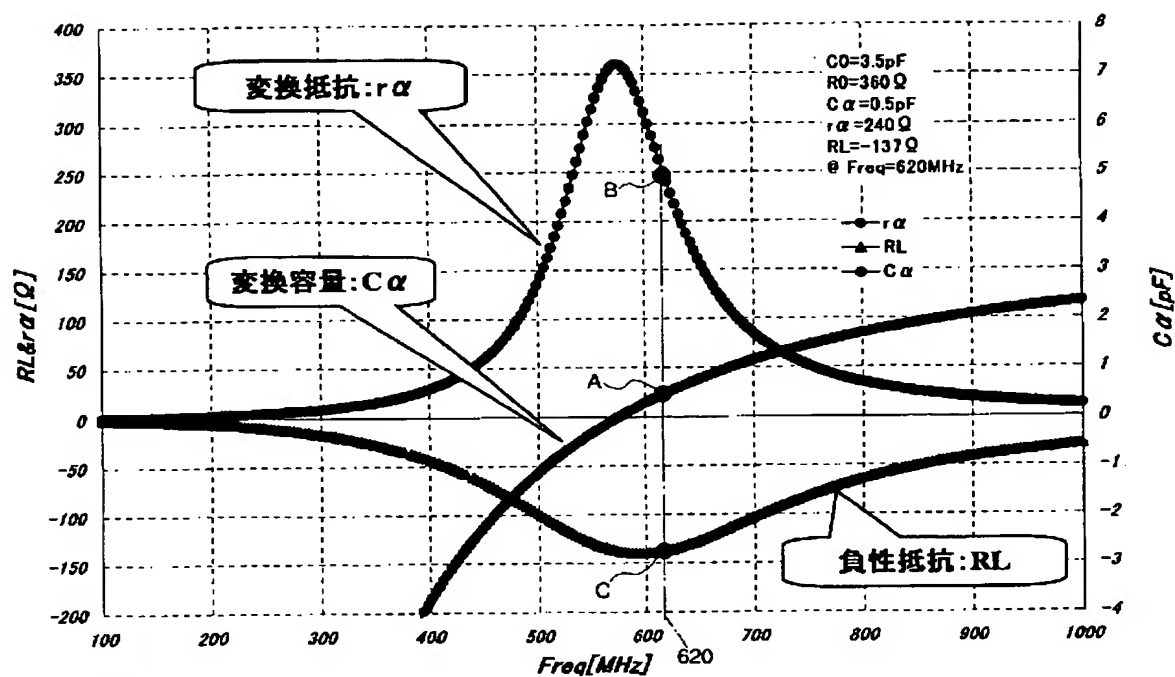
【図 14】



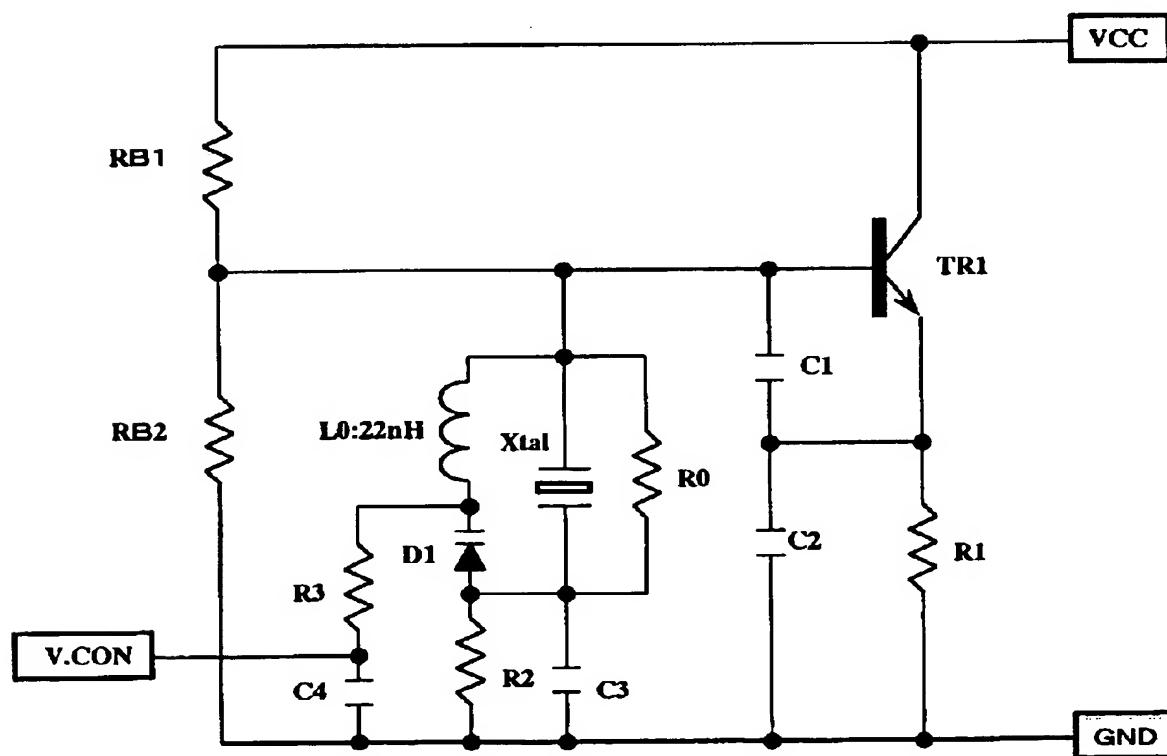
【図 15】



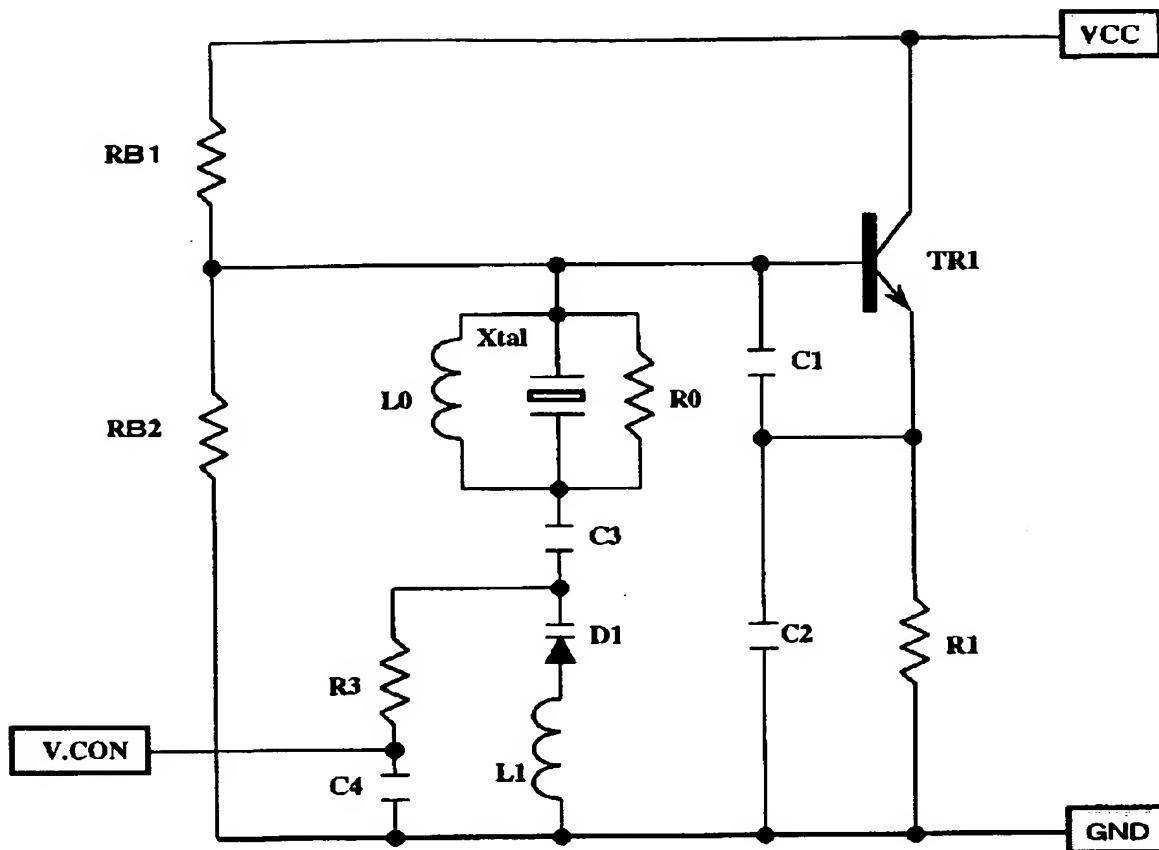
【図16】



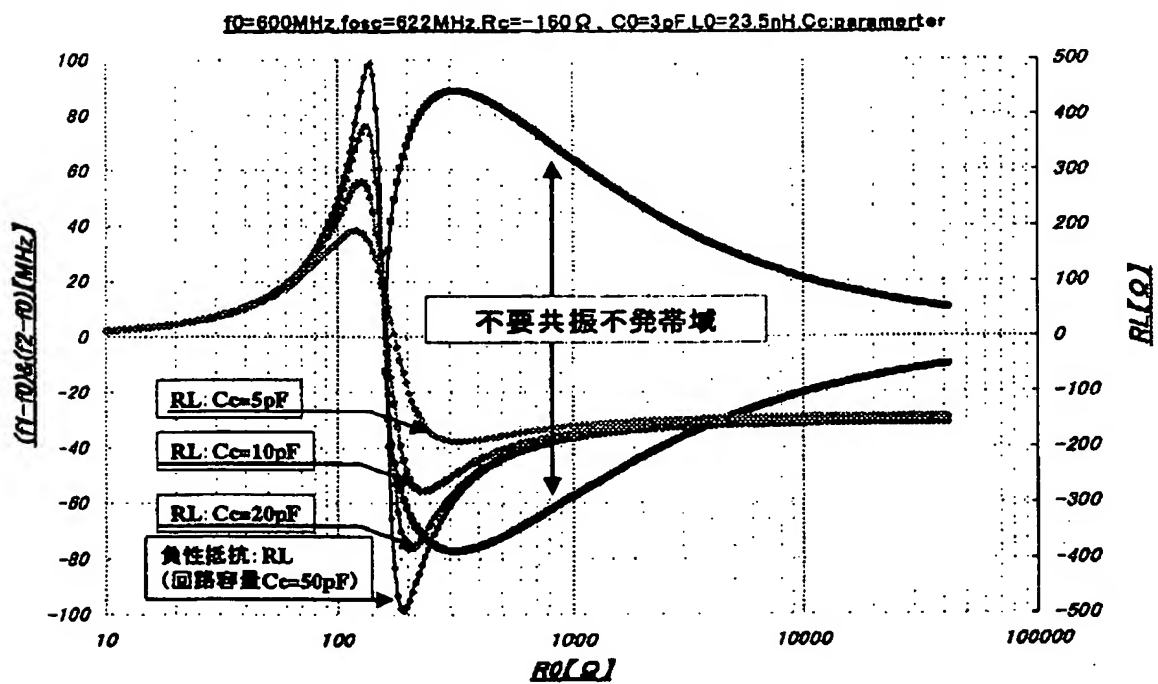
【図17】



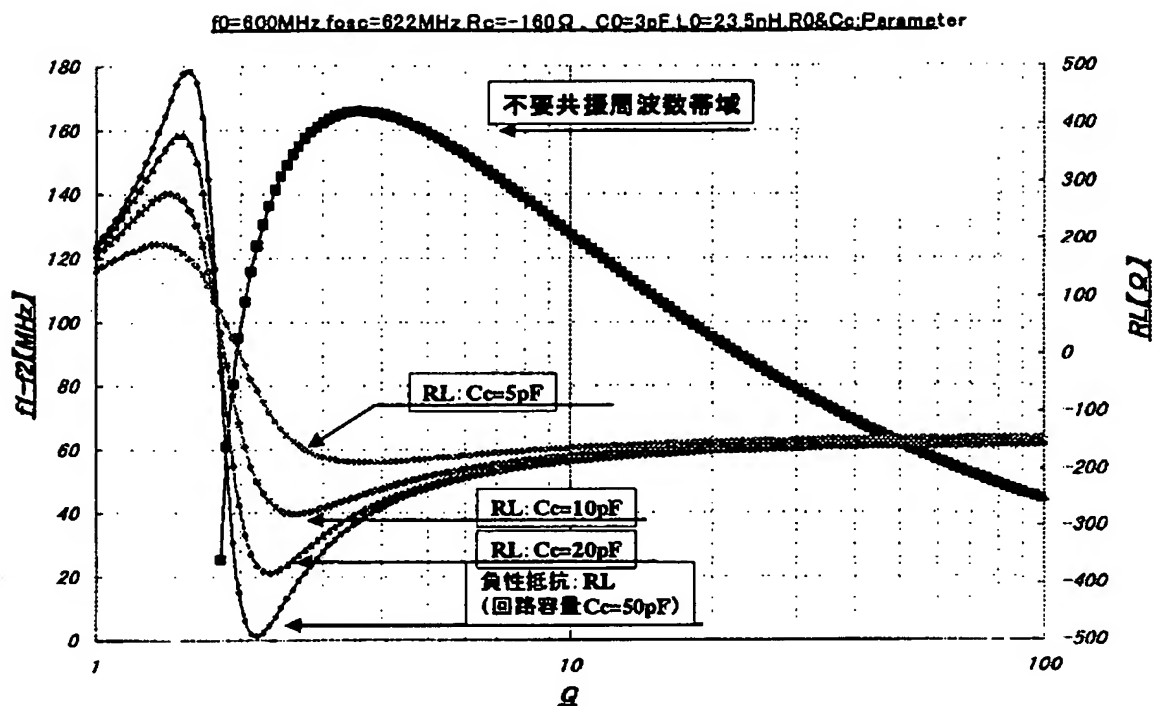
【図 18】



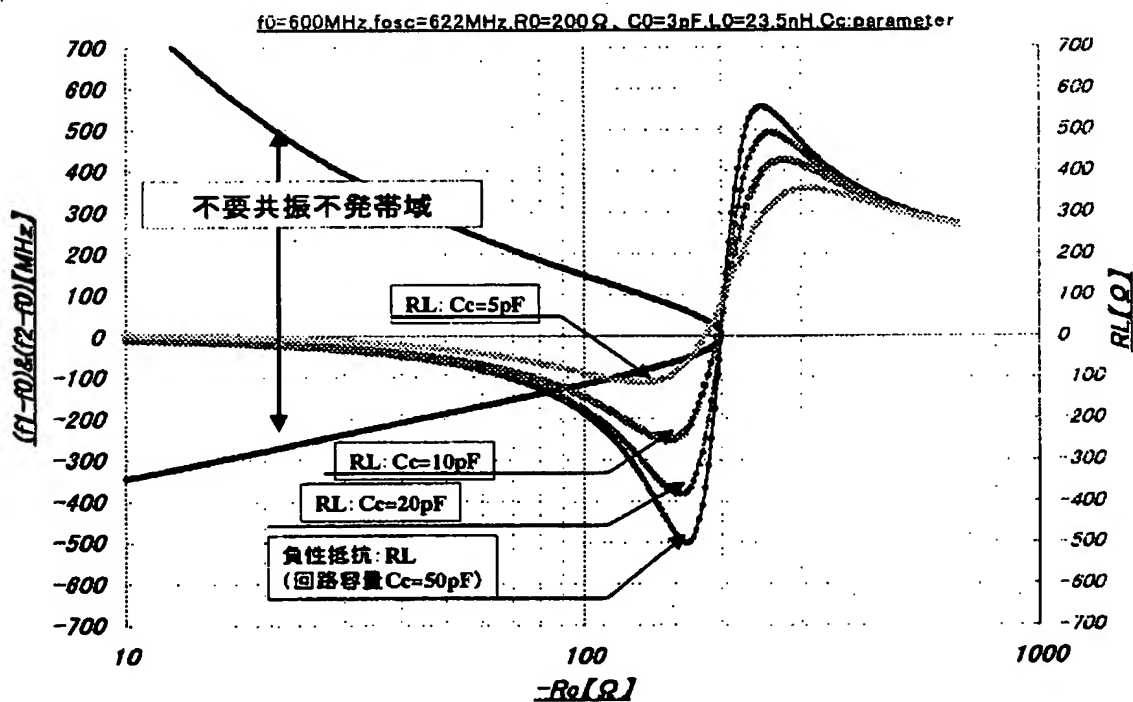
【図 19】



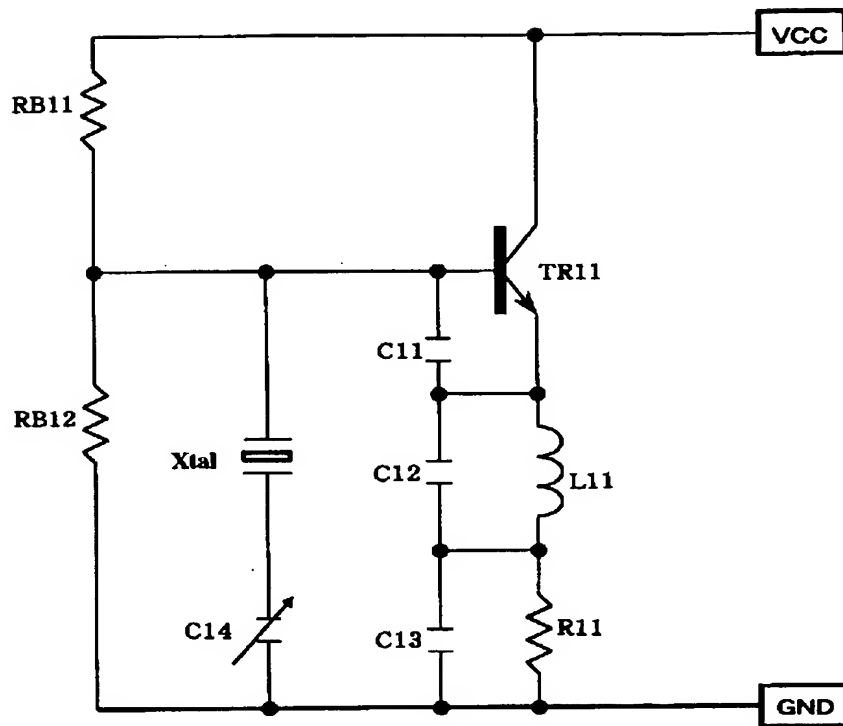
【図 20】



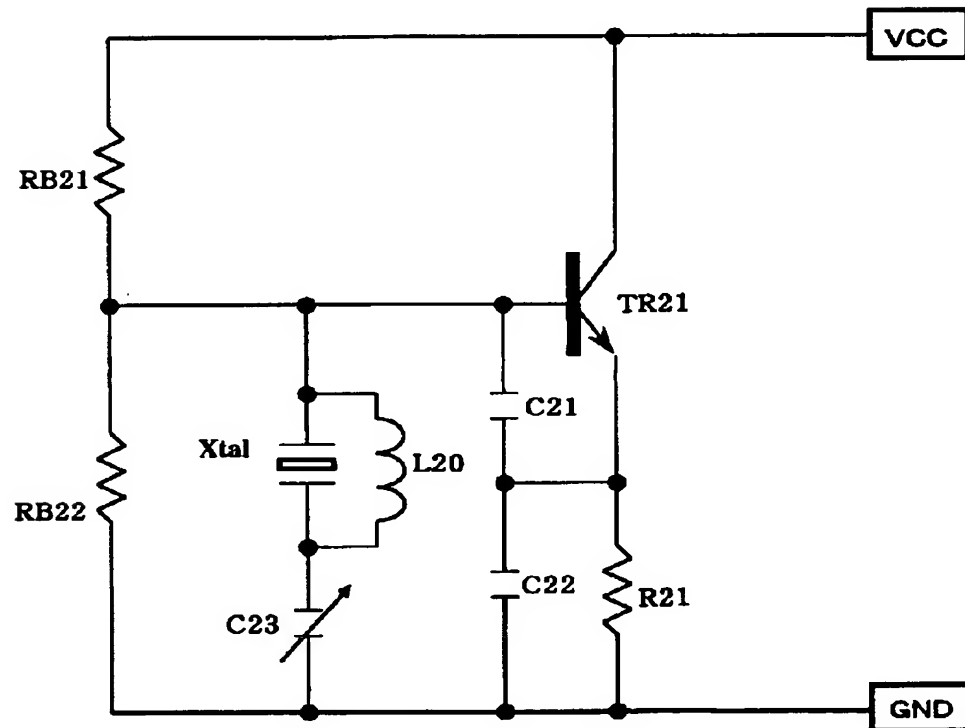
【図 21】



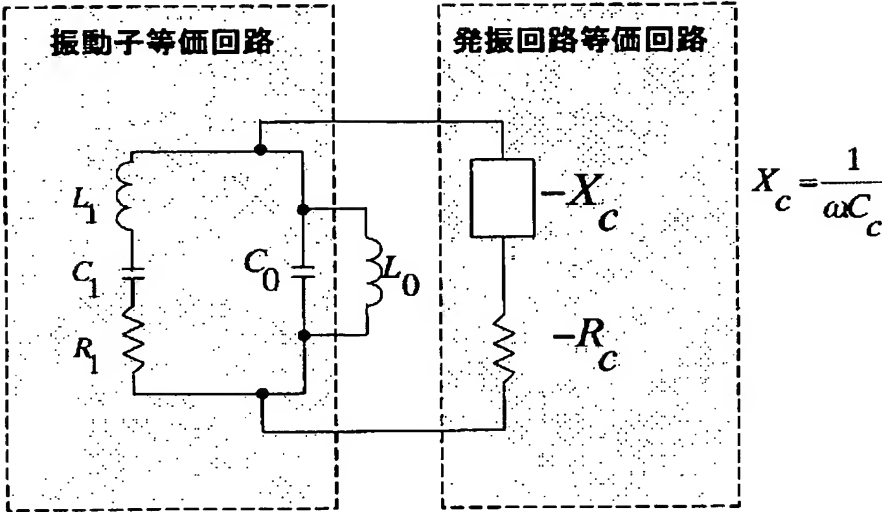
【図 2 2】



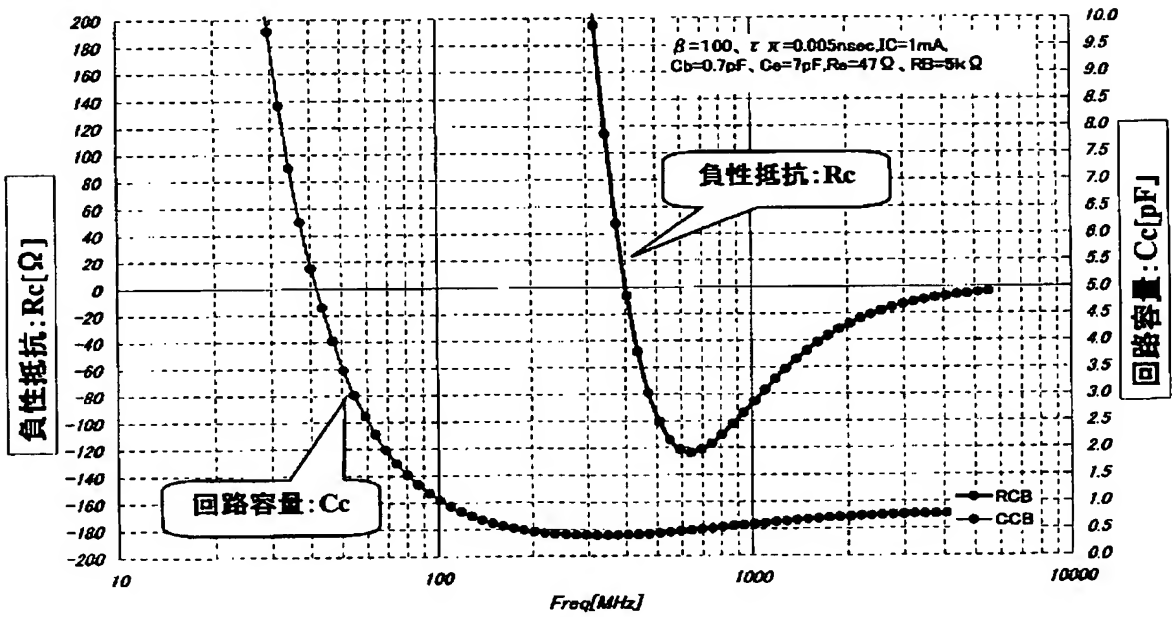
【図 2 3】



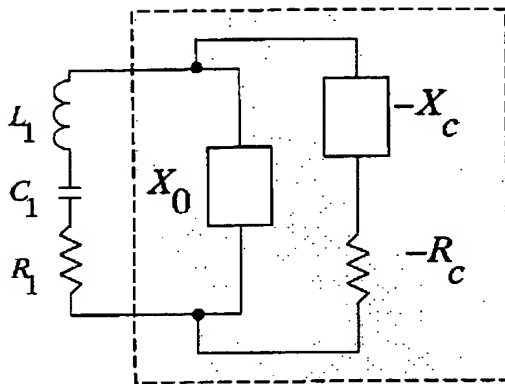
【図 2 4】



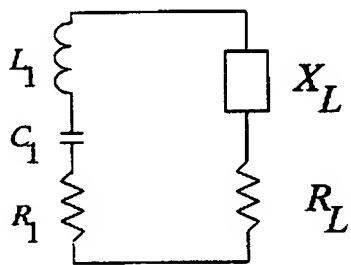
【図 2 5】



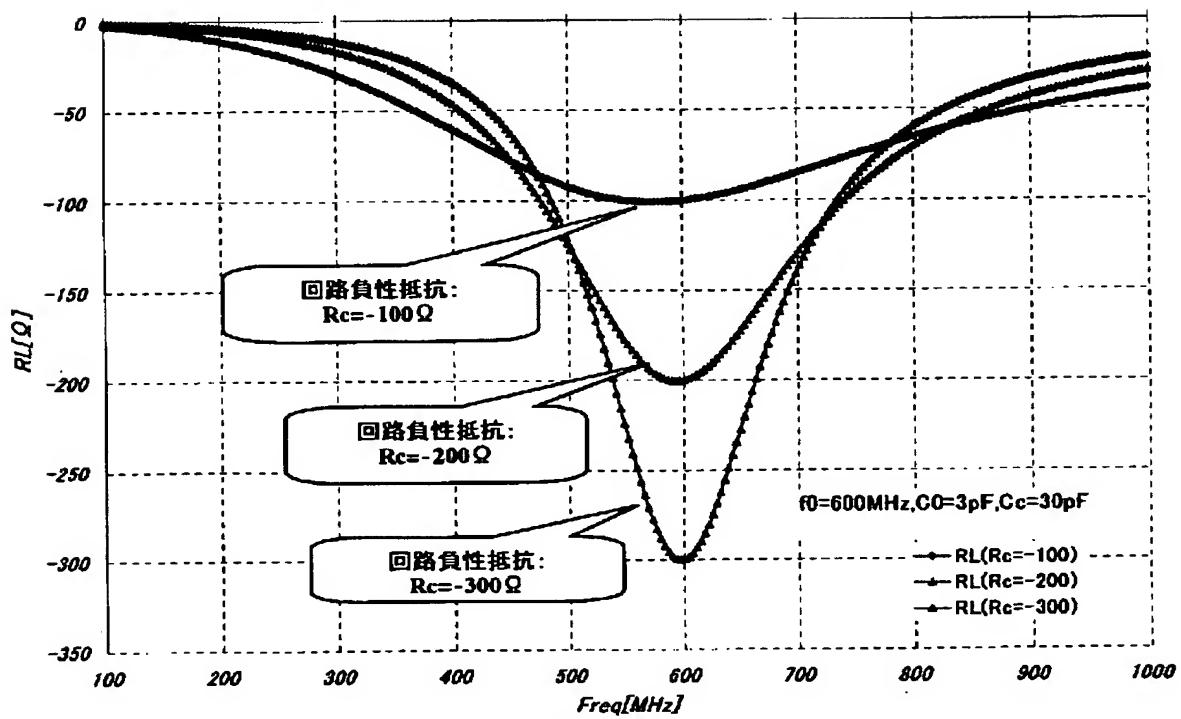
【図 26】



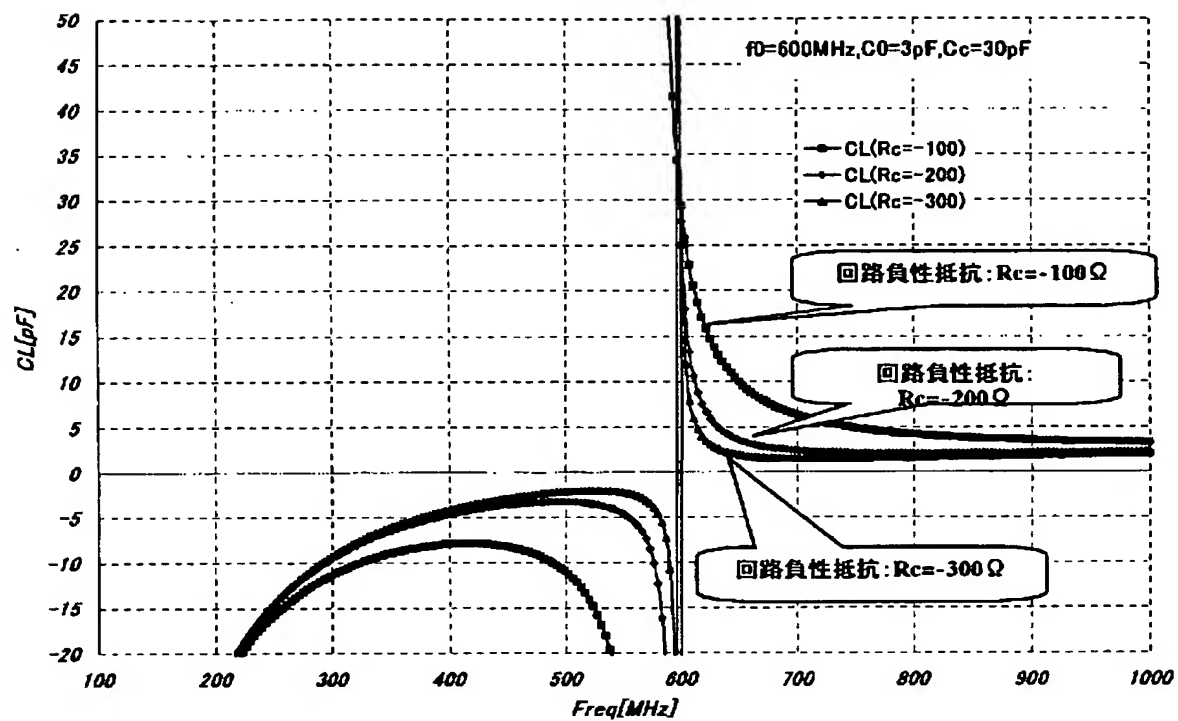
【図 27】



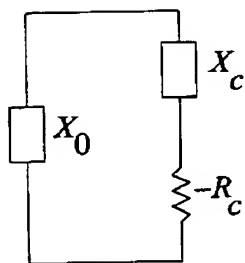
【図 28】



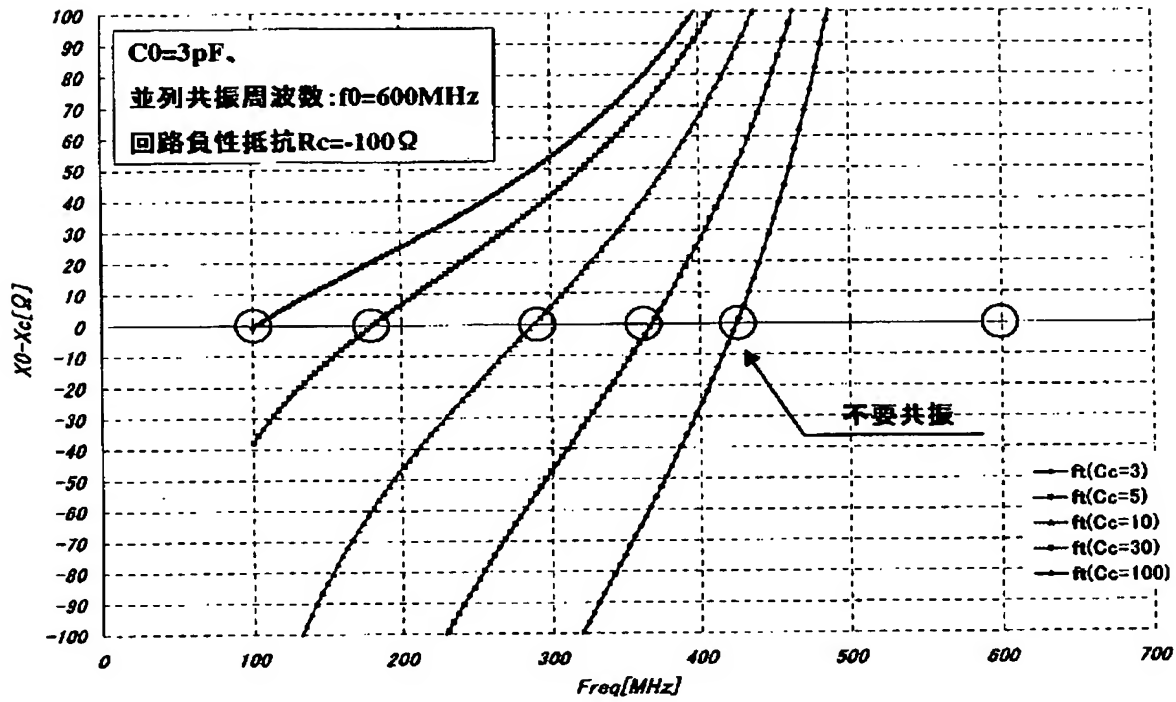
【図 29】



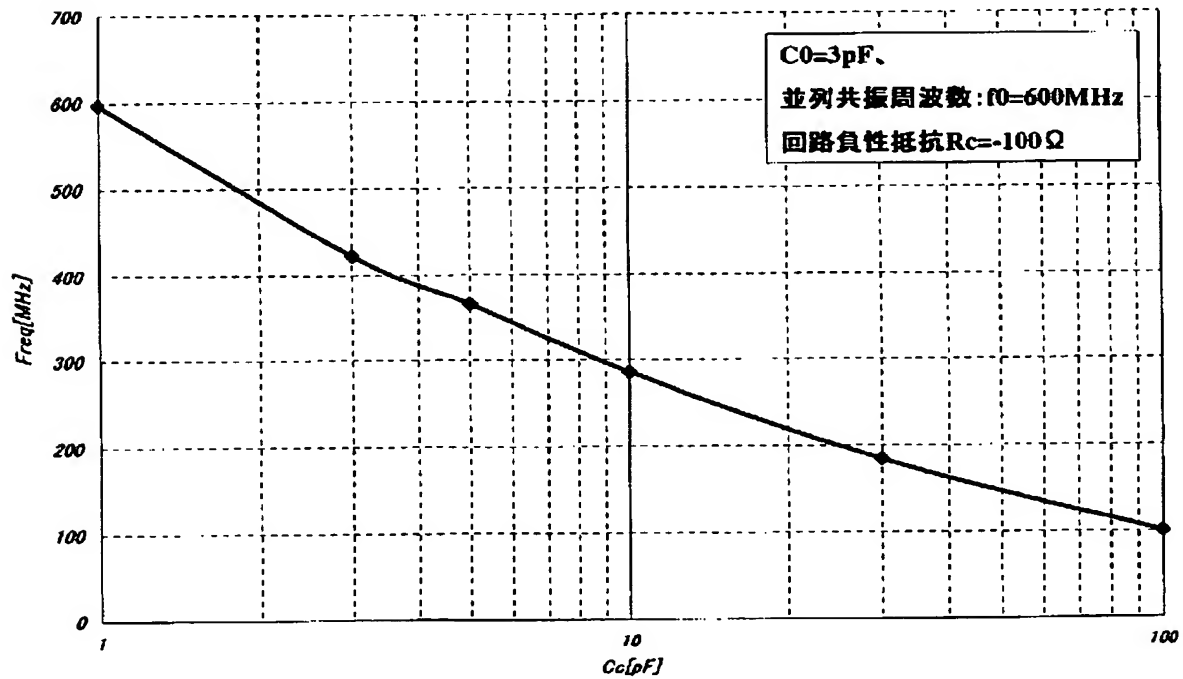
【図 30】



【図 3 1】



【図 3 2】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 高周波圧電発振器で発生する電極間容量 C_0 の増加を低減し、不要共振による発振を抑圧し、高い安定度を得る高周波圧電発振器を提供する。

【解決手段】 この高周波発振回路は、発振用トランジスタ TR_1 のベース・接地間に負荷容量の一部となるコンデンサ C_1 と C_2 を接続し、この接続点から発振用トランジスタ TR_2 のエミッタに接続してエミッタ抵抗 R_1 を介して接地する。更に、発振用トランジスタ TR_1 のベースに抵抗 R_{B1} 及び抵抗 R_{B2} とから成るベースバイアス回路を接続すると共に、発振用トランジスタ TR_1 のベース・接地間に圧電振動子 $Xtal$ とインダクタ L_0 及び抵抗 R_0 を並列接続し、その接続点にコンデンサ C_3 を挿入接続して接地する。更に、発振用トランジスタ TR_1 のコレクタと電源電圧 V_{cc} ラインとを接続したものである。

【選択図】 図 1

認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 3 - 0 3 7 5 1 7
受付番号	5 0 3 0 0 2 4 2 4 2 6
書類名	特許願
担当官	第四担当上席 0 0 9 3
作成日	平成 1 5 年 2 月 1 9 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】 平成15年 2月14日

次頁無

特願 2 0 0 3 - 0 3 7 5 1 7

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 3 1 0 4]

1. 変更年月日	2 0 0 2 年 6 月 2 8 日
[変更理由]	住所変更
住 所	神奈川県川崎市幸区塚越三丁目 4 8 4 番地
氏 名	東洋通信機株式会社